TV
ANNO XXXVIII - MAGGIO 1966
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
5
LIRE 500

ANNO XXXVIII **5**

l'antenna

MAGGIO 1966

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.

Gerente Alfonso Giovene

Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Sommario

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « *l'antenna* » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500 l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000; estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Privata E. Boschetti 11 - Milano - Tel. 6883.407-6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

Le assise del colore - Alla vigilia di Oslo

Nei primi giorni del corrente mese di maggio, si è svolta a Roma, presso la RAI, una serie di riunioni fra i vari delegati delle amministrazioni appartenenti alla EBU (European Broadcasting Unit), onde esaminare la situazione della TV a colori, a circa un mese di distanza dalla tanto attesa riunione plenaria del C.C.I.R. di Oslo.

Nel corso delle riunioni romane sono state effettuate delle interessanti dimostrazioni comparative dei tre sistemi concorrenti. Di particolare interesse e molto convincenti sono state le dimostrazioni del sistema SECAM date dai tecnici della ORTF (l'Ente francese della Radiotelevisione).

E' noto infatti che da circa 6 mesi, la RAI (che effettua da quasi un anno e mezzo delle trasmissioni sperimentali quotidiane coi tre sistemi), aveva sospeso le trasmissioni SECAM, poichè per tale sistema era in corso un riesame tecnico da parte di una Commissione mista franco-russa, nei confronti di un nuovo sistema, il NIR, proposto dall'U.R.S.S.

A ciò avevamo già accennato in questa stessa sede, qualche mese fa, informando che il NIR, sotto la denominazione di SEQUAM o SEPAL, aveva suscitato un certo interesse in alcune nazioni europee che lo stavano provando onde rendersi conto di eventuali vantaggi o svantaggi.

Ma verso la metà dello scorso mese di aprile, un comunicato ufficiale, emesso congiuntamente dai Governi francese e russo, annunciava che dopo le prove non soddisfacenti del NIR, l'U.R.S.S. confermava la sua adesione al sistema francese SECAM, che recentemente perfezionato ed affinato (optimalisé) prendeva la denominazione definitiva di SECAM 3.

Ed è appunto il SECAM 3 che è stato presentato ufficialmente all'accennata riunione dell'EBU a Roma, e che è stato oggetto del maggior interesse dei tecnici presenti, dato che gli altri due sistemi (NTSC e PAL) erano già noti.

Non è questa ovviamente la sede più adatta per riepilogare i vantaggi offerti dal SECAM 3, rispetto al primo SECAM. E' comunque da ricordare che uno dei vantaggi più evidenti offerto dal SECAM 3 rispetto agli altri due sistemi è la facilità di registrazione magnetica, anche con semplici registratori video di tipo portatile semiprofessionale.

Quest'ultima caratteristica è di estrema importanza per l'esercizio dei programmi di TV a colori, soprattutto sotto l'aspetto degli scambi internazionali.

Alle prossime assise di Oslo, vi sarà dunque lo «show down» finale dei tre sistemi in un estremo tentativo di unificazione europea.

Va però posto in rilievo che l'adozione del sistema prescelto non sarà unicamente determinata da criteri tecnici. Anzi, tutto fa prevedere che prevarranno criteri politici e soprattutto economico-commerciali.

Non va infatti dimenticato nè sottovalutato che qualche nazione europea si è già preparata ed attrezzata per esportare a prezzi relativamente bassi, dei televisori a colori secondo il sistema PAL, monopolizzando inoltre alcuni degli indispensabili componenti.

E tale situazione commerciale si presenta particolarmente pesante per l'Italia, che ha sinora atteso la difficile soluzione della scelta del sistema e che ha la propria industria purtroppo non ancora sufficientemente preparata per una produzione in serie di televisori a colori.

Se la TV a colori dovesse iniziare le sue trasmissioni, anche sperimentali, nel prossimo anno, subiremo certamente un'invasione di televisori stranieri, con sensibili danni alla nostra industria.

Gli organi di Governo responsabili dovranno pertanto agire con grande accortezza e cognizione di causa, preferendo soprattutto quel tipo di televisore tecnicamente più semplice per costruzione, messa a punto e manutenzione, e soprattutto non vincolato a componenti molto critici e difficilmente reperibili.

A.

dott. G. C. Baroni

Un triodo a disco progettato per le comunicazioni spaziali*

Per poter ritrasmettere alle nostre stazioni terrestri di ricezione dati di misura e fotografie dalla più prossima vicinanza al pianeta Marte, ad una distanza di 220 milioni di km, si dovevano creare dei tubi che lavorassero con massima sicurezza, ineccepibilmente, per 6000 ore, anche dopo le brusche sollecitazioni meccaniche della partenza. Ciò condusse tra l'altro all'uso del catodo capillare metallico ed ad una serie di affinati procedimenti di prova e di fabbricazione.

Come avviene spesso nella nostra tecnica odierna, le acquisizioni spronate dal volo spaziale diventeranno di notevole valore anche per altre applicazioni.

1. - LA MISSIONE « MARTE »

La sonda spaziale Mariner IV, priva di equipaggio, lanciata con successo dall'ente spaziale NASA il 28 novembre 1964, ha raggiunto alcuni mesi fa Marte. La sonda ha percorso una distanza di 560 milioni di km (fig. 1). Dal punto di vista delle trasmissioni, durante il periodo del massimo avvicinamento a Marte, alla metà del mese di luglio 1965, si doveva superare una distanza di 220 milioni di km. Una possibilità favorevole per questa missione sarebbe quella del ritorno al punto più vicino, dopo il percorso di un periodo di rotazione (circa 780 giorni).

2. - LA SONDA SPAZIALE

Un razzo portante a due stadi inserì la sonda spaziale nella sua traiettoria di volo. Il Mariner IV fu protetto alla partenza con un cappuccio per il passaggio attraverso l'atmosfera densa. Dopo che il cappuccio fu gettato via, si aprirono le ali con le cellule solari e distribuirono l'energia necessaria per i dispositivi di trasmissione delle informazioni. Per una potenza in corrente continua di 4 W è necessario circa 1 kg di queste cellule. I singoli apparecchi, impiegati per la trasmissione delle informazioni, furono disposti ad anello sopra un supporto. Per la ricezione del segnale trasmesso fu prevista nella sonda un'antenna radiante circolare, per poter trasmettere con sicurezza delle istruzioni da terra anche con deviazioni di rotta. Per il collegamento con la terra, a causa della ristretta energia d'alimentazione in corrente, per la seconda metà del volo fu necessario lo specchio parabolico con concentrazione più forte, montato fisso. Per gli impianti di trasmissione dei dati di ricezione e di osservazione trovarono applicazione eminentemente i semiconduttori, quali elementi costruttivi attivi, a causa del peso scarso e del basso consumo di corrente. Tuttavia la potenza di trasmissione necessaria nella banda 2,3 GHz si può ottenere al livello attuale della tecnica soltanto con valvole elettroniche. Queste devono soddisfare alle esigenze manifestamente più elevate per il volo spaziale, in particolare relativamente al peso, alle dimensioni, alla resistenza agli urti, al raffreddamento, alla durata ed alla affidabilità. In maniera pesante influisce naturalmente la possibilità di attesa degli errori, perchè il volo spaziale comporta molte migliaia di ore; nel caso del Mariner IV comportò oltre 6000 ore.

Con antenne direzionali di più elevato guadagno nella navicella spaziale e nella stazione terrestre era necessaria una potenza di trasmissione di 10 W, per poter ricevere sulla terra, con sufficiente intensità di campo, l'informazione trasmessa, avente una larghezza di banda di trasmissione di pochi hertz. Con una esecuzione particolare di un triodo a disco in ceramica con catodo capillare metallico (catodo d'immagazzinamento) la SIEMENS potè mettere a disposizione della NASA un tubo, che unitamente ad un tubo a microonde di costruzione americana mantenne il collegamento con la terra e pertanto corrispose alle prescrizioni imposte.

Fig. 1. - Traiettoria del Mariner IV verso Marte.

(*) Rielaborato da NOTIZIE SIEMENS e da *Elektronic*, agosto 1965, pag. 231.

Fig. 2. - Veduta der tubo RH7C-c.

3. - IL TRIODO A DISCO CERAMICO

Il triodo tipo RH7C-c della SIEMENS, usato per il Mariner IV, rappresenta un'esecuzione ad alto grado di affidabilità del tipo RH7C, prodotto in serie e sviluppato per la tecnica di trasmissione e di misura. Il tubo può fornire una potenza di trasmissione di 10 W a 2,3 GHz. La necessaria stabilità agli urti e alle vibrazioni fu ottenuta mediante una costruzione robusta con tecnica ceramico-metallica. La figura 2 mostra una veduta del tubo. Il peso, che è soltanto di 11 g, è particolarmente favorevole per questa applicazione. Pertanto si ha un rapporto peso potenza soltanto di circa 1 g/W. La figura 3 ci dà un'impressione della sottigliezza della griglia a reticolo usata in questo tubo. Il diametro del filo di griglia è soltanto di 0,01 mm e la distanza tra filo e filo di 0,05 mm. La cruna dell'ago mostrata ha una larghezza di 0,18 mm.

La potenza consumata dal tubo trasmittente deve essere quanto più piccola possibile per ragioni di raffreddamento. Ciò richiede un elevato grado di rendimento, che con i triodi è raggiungibile soltanto con funzionamento in classe C. I tubi con catodi ad ossido mostrano dei tempi di percorso elettronico disturbanti, a causa della densità di corrente a 2,3 GHz relativamente scarsa; essi influiscono sul grado di rendimento e sulla durata di vita dei tubi. Si può comprendere ciò, quando si considera più esattamente il funzionamento del tubo: nello spazio griglia-catodo una parte degli elettroni, in conseguenza del tempo limitato di percorso, raggiunge la vicinanza della griglia nell'attimo in cui la tensione sinusoidale alternata, applicata alla griglia, è diventata di nuovo negativa. Pertanto questi elettroni vengono ritardati, ritornano indietro sul catodo e sbattendo su di esso cedono energia; perciò l'intensità del riscaldamento retroattivo dipende dal tempo di ritardo e dal grado di pilotaggio. Questo procedimento conduce con catodi ad ossido ad un sovrariscaldamento locale dello strato. Mediante una diminuzione della potenza di accensione non si riesce a compensare completamente questo effetto. Poichè gli elettroni, che ritornano indietro, vengono accelerati dalla semionda negativa della tensione di pilotaggio, l'effetto di riscaldamento retroattivo pesa in misura notevole sull'ottenimento di un necessario funzionamento in classe C ad elevato grado di rendimento e conduce ad una distruzione locale relativamente rapida dello strato di ossido emittente. La durata di vita che ci si poteva aspettare da un tubo a disco con catodo ad ossido era pertanto scarsa per il volo verso Marte, a causa del dannoso influsso del tempo di transito a 2,3 GHz. Con un pilotaggio più scarso (funzionamento in classe A) ci si poteva aspettare una durata di vita sufficientemente lunga con catodi ad ossido, ma soltanto con piccolo grado di rendimento.

4. - IL CATODO CAPILLARE-METALLICO

In ricerche annose un nuovo tipo di catodo si è mostrato manifestamente insensibile al bombardamento del catodo da parte degli elettroni di ritorno; esso è ormai conosciuto sotto la designazione di catodo capillare-metallico o di catodo a immagazzinamento. Con questo tipo di catodo la superficie emittente consiste in un disco poroso di volframio, attraverso il quale du-

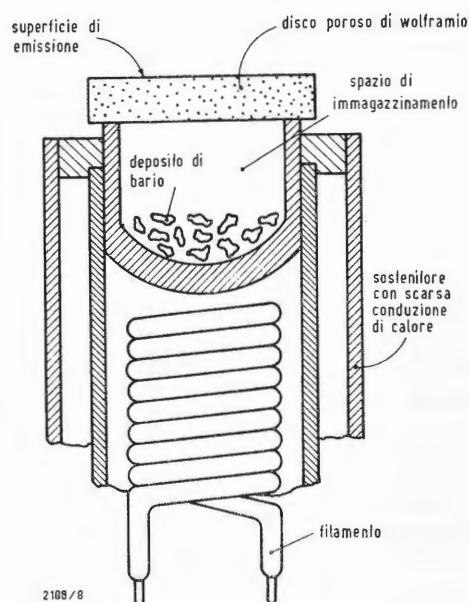



Fig. 4. - Sezione schematizzata di un triodo con catodo capillare.

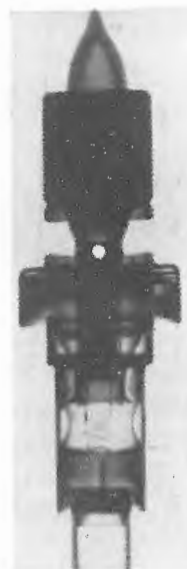



Fig. 5. - Radiografia di un triodo Siemens RH7-C-c.

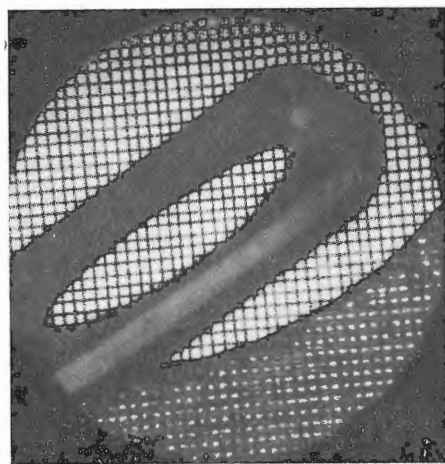



Fig.3 . - La griglia controllo confrontata con la cruna di un ago larga 0,18 mm.

rante il funzionamento un contenitore di immagazzinamento, riempito con pezzetti di bario diffonde il bario necessario per l'emissione elettronica. La figura 4 mostra una sezione longitudinale di questo catodo. L'insensibilità del catodo capillare-metallico al bombardamento elettronico, anche con forte funzionamento in classe C, fu uno dei motivi fondamentali per la dotazione del tubo RH7C-c nella sonda di Marte. Inoltre la migliore resa in corrente continua di questo tipo di catodo permette una densità di corrente di molte volte superiore a quella dei catodi ad ossido. La velocità elettronica aumenta pertanto considerevolmente. Ciò riduce notevolmente l'influenza del tempo di transito e a un grado di rendimento manifestamente più elevato. Al livello attuale della tecnica soltanto i tubi con catodi capillari mostrano, anche ad una frequenza di funzionamento di 2,3 GHz, contemporaneamente un buon grado di rendimento (circa il 40 %) ed una insensibilità al bombardamento elettronico.

5. - MISURE PER OTTENERE LA PIÙ ELEVATA SICUREZZA DI FUNZIONAMENTO

La elavata sicurezza di funzionamento esige una buona costanza delle caratteristiche dei tubi durante il periodo di vita. Particolarmente pesanti sono naturalmente i requisiti sull'affidabilità dei singoli elementi costruttivi e pertanto anche del tubo RH7C-c, a motivo dell'elevato costo complessivo del progetto Marte. Pertanto durante la preparazione si fece di tutto per garantire la massima possibile affidabilità. Le accurate prove sui materiali, i fondamentali controlli ottici e meccanici, come pure l'osservazione di tutti i procedimenti di preparazione da parte di ingegneri esperti condussero essenzialmente al successo. Le ricerche prolungate sulla durata di vita diedero suggerimenti significativi per ulteriori miglioramenti. Un programma di ricerche ad ampio raggio setacciò dai tubi preparati l'esemplare con le migliori caratteristiche. Le molteplici fotografie Röntgen effettuate (fig. 5) permisero di accertare la minima imprecisione durante il montaggio e pertanto di scartare l'esemplare non affidabile. Queste misure condussero complessivamente ad un prodotto di massima sicurezza possibile.

6. - DISPOSITIVO AMPLIFICATORE CON IL TUBO RH7 C-c

L'amplificatore con triodo a disco, predisposto per la missione Marte, funziona in circuito con griglia a massa. Amplificatore e valvola formano una unità. Per la tecnica spaziale la costruzione compatta ed il peso scarso sono di significato particolare. Alla partenza di un razzo si verificano delle sollicitazioni meccaniche considerevoli, causate dalle intense accelerazioni e dalle insopprimibili vibrazioni. Gli apparecchi devono sopportare scosse di 200 g e vibrazioni fino a 14 g. Risulta particolarmente importante l'assicurare durante la fase di partenza e di lancio un sicuro collegamento con la sonda.

La figura 6 mostra il principio costruttivo di un amplificatore con il tubo RH7C-c. Il circuito anodico viene

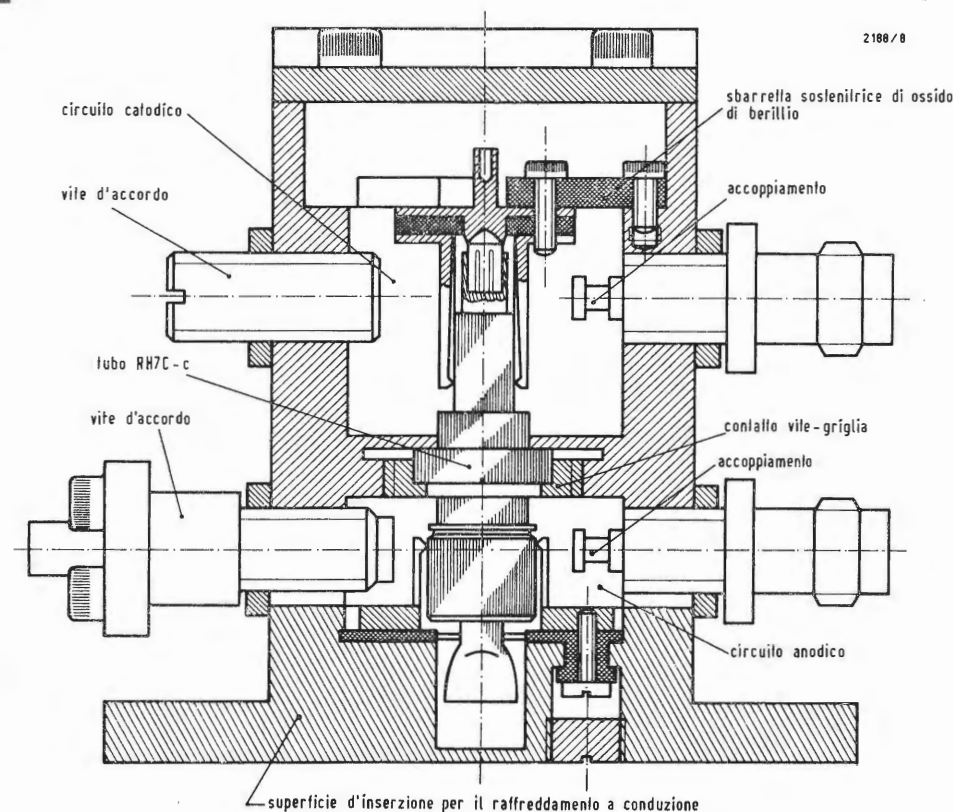



Fig. 6. - Sezione di una cavità amplificatrice con triodo a disco.

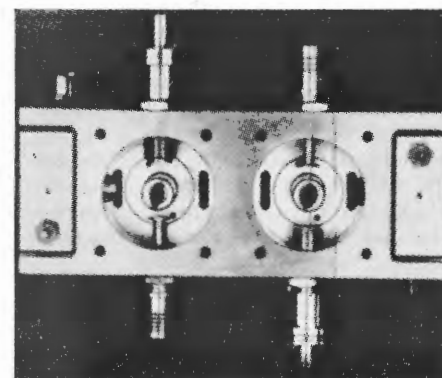



Fig. 7. - Amplificatore a due cavità.

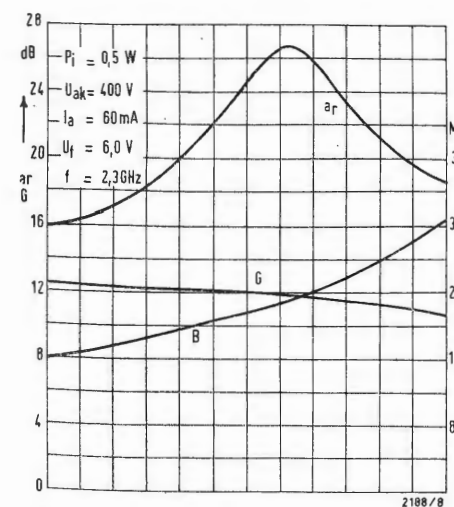



Fig. 8. - Caratteristiche tipiche.

eseguito a circuito radiale. Per circuito catodico serve un circuito coassiale $\lambda/2$. L'accoppiamento ed il disaccoppiamento della potenza ad alta frequenza avviene capacitativamente. Ad una frequenza di funzionamento di 2,3 GHz è necessaria una neutralizzazione della capacità anodo-catodo per sopprimere l'innesco e l'instabilità. Per una regolazione ottima della neutralizzazione si è dimostrata efficiente una spira fissa ad una vite girevole. La spira si può osservare distintamente nella figura 7, che mostra una veduta di due circuiti anodici aperti, appartenenti ad un amplificatore duplice non adoperato per il volo su Marte. L'influsso del grado di neutralizzazione sulle caratteristiche di un tipico amplificatore RH7C-c si può osservare nella figura 8. Con la neutralizzazione migliore lo smorzamento di reazione a_2 raggiunge un massimo di circa 26 dB. Si ottiene pertanto un buon disaccoppiamento con un'amplificazione per segnali piccoli di 16 dB. Poichè un amplificatore neutralizzato debolmente produce, a causa dell'accoppiamento di reazione complessivo più elevato, un'amplificazione più alta e quindi con una data potenza d'ingresso una potenza d'uscita più grande, è stato scelto volutamente questo caso di funzionamento per il Mariner IV, relativamente alla larghezza di banda utilizzata in trasmissione, che doveva ammontare soltanto a pochi hertz per ragioni di rumore a causa della grande distanza. La stabilità è ancora sufficiente con una neutralizzazione più debole e la rimanente larghezza di banda è sufficiente, per rendere ineffettivo il disaccordo di frequenza dovuto all'alterazione del tubo ed all'influsso della temperatura. L'andamento in temperatura dell'amplificatore completo è stato contenuto nell'intervallo da — 10° C fino a + 75° C, anche prima della partenza mediante l'ausilio di uno speciale compensatore di temperatura, riempito a liquido.

7. - IL PROBLEMA DEL RAFFREDDAMENTO

L'involucro dell'amplificatore è stato prodotto nelle sue parti essenziali con alluminio dorato per lo smaltimento del calore. Poichè nello spazio regna il vuoto ed il sole irradia la capsula, diventa di particolare significato, come unica possibilità di raffreddamento, lo smaltimento del calore per irradiazione. Il calore viene convogliato alle superfici di irradiazione soltanto mediante un collegamento (conduzione). Il tubo RH7C-c è particolarmente adatto al raffreddamento per conduzione a motivo della sua costruzione. L'asportazione del calore dal tubo avviene essenzialmente sulle superfici di contatto dell'anodo. Sul lato catodo il conduttore interno è collegato per mezzo di tre barre di composizione ceramica-ossido di berillio con l'involucro d'alluminio.

A.

dott. ing. Antonio Calegari

Interruttori capacitivi a tatto*

L'elettronica non ha fatto progressi nel campo dei semplici contatti a tatto: si sono realizzati interruttori a tatto capacitivi, che devono essere solo toccati, ma non mossi meccanicamente. Ciò richiede, salvo che coi circuiti oscillatori a ponte, circuiti di entrata ad alta impedenza. Oggi sembra possibile l'impiego di transistori a effetto di campo, ma per ora tale uso è ancora troppo costoso. Le soluzioni finora adottate si basano essenzialmente su tubi a gas a catodo freddo.

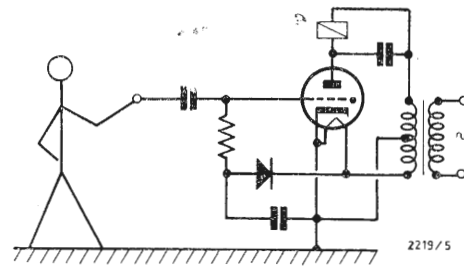



Fig. 1 - Interruttore tattile con thyratron, sbloccato da un segnale di comando applicato alla griglia.

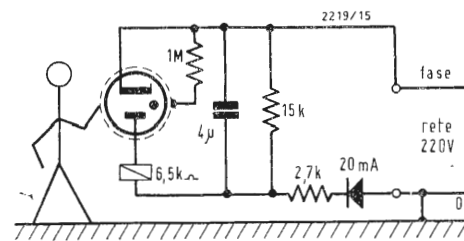



Fig. 2 - «Tasto elettronico» con tubo GK11 a catodo freddo comandato esternamente (Cerberus AG).

(*) Da Kömler, W. M., Kapazitive Tastschalter, *Elektronik* 12, 1965, pag. 367.

In questo articolo vengono descritti come «interruttori capacitivi tattili» certi circuiti, che sbloccano un dispositivo di comando mediante la capacità del corpo di un uomo, che tocchi un elettrodo tattile metallico o isolante, contrariamente ai circuiti di accostamento corrispondenti, che agiscono col semplice avvicinamento di un uomo, o di un oggetto, ad un elettrodo più o meno grande.

Schemi con questa funzione in Germania vengono anche denominati trasmettitori d'ordini senza contatti o in altri modi simili. In gergo inglese si è naturalizzata l'espressione *touch control*, per designare questi tipi di commutatori. Con l'attuale tendenza ad accrescere la comodità di impiego di strumenti ed impianti, questi schemi acquistano sempre maggiore importanza. Così, ad esempio, è noto un ricevitore di televisione, nel quale la rotazione del selettore di canali può essere comandata con un elettrodo tattile. Ma anche apparecchi industriali o commerciali vengono equipaggiati con commutatori di questo tipo. È anche noto il dispositivo di ricerca di un apparato telefonico, che al posto del disco combinatore, possiede il cosiddetto «scodellino tattile» per il comando del selettore. Un ulteriore vantaggio, che parla in favore dell'adozione di simili circuiti negli apparati e negli strumenti elettronici è l'abolizione dei contatti azionati meccanicamente con i loro ben noti inconvenienti.

Come valore indicativo per la capacità del corpo di un adulto sezionato trasversalmente si può assumere 50 ÷ 100 pF, per quella di un bambino 25 ÷ 50 pF. La capacità del corpo, che naturalmente non costituisce una pura capacità, dipende fortemente dall'ambiente. Così, ad es., essa è maggiore in un fabbricato di cemento armato, che in una casetta di legno.

Gli schemi circuitali, che devono lavorare come interruttori tattili capacitivi, devono essere basati sull'applicazione della capacità del corpo ad un elettrodo da toccare. Vi è anche il vantaggio che la variazione di capacità data con questo sistema agisce insieme con le capacità in parallelo, come quelle che possono aggiungersi quando nella realizzazione si mette in una custodia l'elettrodo tattile. Ulteriori requisiti che si pongono per tali schemi, sono:

1°) insensibilità verso le variazioni della tensione di rete o della temperatura, come pure verso i falsi comandi, che possono essere effettuati da impulsi disturbanti o da tensioni vaganti;

2°) consumo di corrente più ridotto possibile nel ritorno e minimo riscaldamento;

3°) dimensioni più piccole possibili;

4°) il costo per circuiti di questo tipo deve essere il più piccolo possibile, poichè nella maggior parte dei casi il commutatore in oggetto ha solo una funzione ausiliaria in un grande impianto.

Dispositivi per queste applicazioni sono noti da lungo tempo. La versione più diffusa dovrebbe essere quella per cui un oscillatore a tubi elettronici ad alta frequenza in libera oscillazione viene smorzato dall'applicazione della capacità del corpo, al punto da fare cessare l'oscillazione.

La variazione della corrente anodica che ne sorge può azionare direttamente un relè o essere elaborata ulteriormente in un circuito successivo. La sensibilità e la stabilità del commutatore possono essere contenute entro certi limiti con un conveniente dimensionamento del circuito oscillatore. Sfortunatamente, con questi dispositivi, oltre alle notevoli dimensioni, ci sono anzitutto il consumo di corrente allo stato di riposo col suo ri-

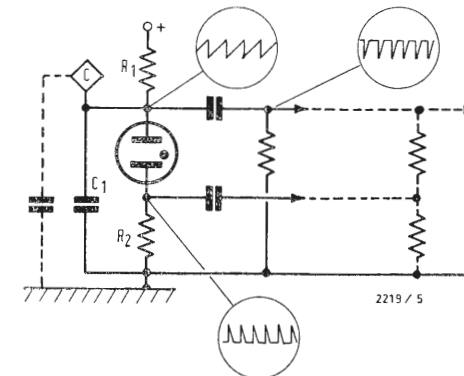



Fig. 4 - Principio del generatore di oscillazioni rilassate a lampada luminescente, con compensazione degli impulsi di uscita.

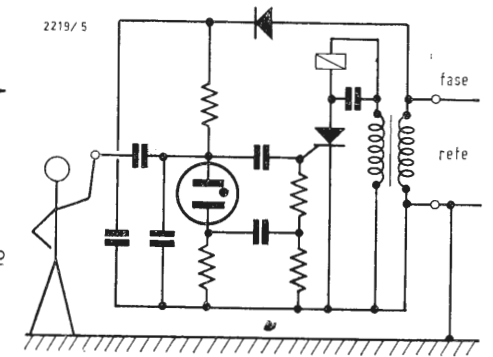



Fig. 5 - Innesco di un thyristor mediante un generatore rilassatore a lampada luminescente (Tung-Sol Electric, USA).

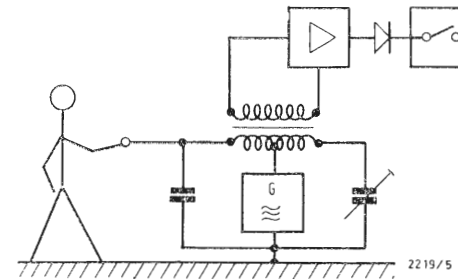



Fig. 3 - Trasmettitore di ordini senza contatti, secondo il principio del ponte, fabbricato con la tecnica dei semiconduttori con componenti Simatic.

scaldamento associato, e l'alto costo (alimentazione) e l'ambiente occorrente, e, per di più, tali dispositivi, a motivo della loro irradiazione ad alta frequenza non sono conformi alle leggi relative alle alte frequenze.

Per evitare l'irradiazione, ma anche per altri scopi, per es. per migliorare la stabilità, fu realizzato un grandissimo numero di circuiti a tubi elettronici. Poichè questi dispositivi richiedono una spesa ancora più alta, mentre presentano molti inconvenienti propri dei circuiti a tubi elettronici ad accensione, devono oggi considerarsi superati.

Per ragioni di completezza si deve ricordare anche un altro apparecchio, usato soprattutto fuori della Germania, il cui principio è chiarito in fig. 1. Quivi un thyratron viene innescato mediante una tensione di sblocco, la quale è fornita mediante l'elettrodo da toccare e la capacità del corpo. A motivo della richiesta alta impedenza di entrata, questo schema è molto sensibile ai campi dispersi ed agli impulsi disturbanti.

Sono stati fabbricati anche interruttori capacitivi con tubi relè a catodo freddo. Loro pregi sono la possibilità di funzionare direttamente con la tensione di rete e la prontezza permanente di funzionamento senza un consumo apprezzabile di corrente di riposo. Circuiti semplici non sono però ancora stati realizzati; il motivo di ciò deve essere ricercato nel fatto che sono assai costosi se si vogliono raggiungere la stabilità e la sensibilità desiderate.

In certi casi è preferibile l'uso dello speciale tubo GK11 della ditta Cerberus, che è pure noto come «tasto elettronico». Questo tubo luminescente comandato esternamente rende possibile un corretto circuito semplice (fig. 2). Con il rivestimento esterno sul lato frontale piano del bulbo del tubo, il tubo stesso funge da elettrodo tattile, contemporaneamente con l'innesco agisce da elemento commutatore e, dopo l'innesco, con la luce emessa funziona anche da tubo indicatore. Sono pure noti dispositivi a semiconduttori, che evitano gli inconvenienti sopra ricordati dei circuiti a tubi elettronici. A motivo della più bassa impedenza dei componenti a semiconduttori si possono realizzare semplici circuiti, all'incirca equivalenti a quelli sopra menzionati, ma costosi. La situazione potrebbe cambiare se tra poco i transistori a effetto di campo diminuissero di prezzo. Ad una mostra estera è già stato presentato il modello di un interruttore tattile, nel quale un transistore a effetto di campo viene pilotato con una tensione applicata al polo-*g* (controllo) attraverso un elettrodo di tocco. Resta da vedere se con tali semplici circuiti si può ottenere la stabilità necessaria per il funzionamento pratico.

I dispositivi a semiconduttori attualmente disponibili sfruttano un oscillatore separato, la cui tensione di uscita pilota, attraverso un quadripolo di accoppiamento, un elemento di commutazione sensibile alla tensione. Con l'applicazione della capacità del corpo l'accoppiamento viene variato in modo che il commutatore si mette in funzione. La fig. 3 mostra un dispositivo di questo genere, fabbricato dalla ditta Siemens-Schuckerwerke AG e denominato trasmettitore d'ordini senza contatti, per il comando del sistema Simatic. Un oscillatore in controfase alimenta un circuito a ponte, la cui uscita allo stato di riposo va a zero.

Se il ponte viene squilibrato mediante il tatto dell'elettrodo da toccare, sorge alla sua uscita un segnale, che può essere impiegato, dopo amplificazione e raddrizzamento, per pilotare uno stadio di commutazione.

L'uso di un circuito a ponte rende il dispositivo insensibile alle variazioni di tensione e di temperatura. Si può ottenere una diminuzione di costo in molti casi con un apparecchio fabbricato negli USA. La fig. 4 mostra il principio di questo circuito. Si riconosce il principio dello schema di un generatore di oscillazioni rilassate a lampada luminescente. Ai capi della resistenza complementare R_2 introdotta si formano, quando la lampada luminescente si innesca (lampada del tipo Einlöt manuale con elettrodi a bastoncini) impulsi aghiformi.
L'ampiezza di questi impulsi è (astrazione facendo da altri fattori) dipendente dalla capacità del condensatore C_1. Con l'applicazione in parallelo della capacità del corpo sull'elettrodo tattile C, la capacità C_1 aumenta e con essa aumenta anche l'ampiezza degli impulsi a forma di ago. Si possono ottenere variazioni di tensione fino a 1 volt ai capi di 10 kΩ (R_2), con una variazione di capacità di circa 30 pF; in questo schema la capacità C_1 può anche superare il valore di 100 pF. Per mezzo di impulsi accoppiati in opposizione, i quali possono essere ricavati differenziando la tensione a dente di sega, la caduta di tensione ai capi di R_2 allo stato di riposo può essere compensata. Con una corretta compensazione appare così all'uscita solo la variazione di tensione dovuta all'applicazione della capacità del corpo. Questa tensione può essere direttamente impiegata per il comando di semiconduttori. La fig. 5 indica il circuito principale per il controllo di un thyristore. Il circuito è straordinariamente flessibile. Così si possono ricavare varie tensioni di diversa polarità per il comando di semiconduttori *p-n-p* o *n-p-n* semplicemente invertendo la polarità del segnale di alimentazione dell'oscillatore. Con una conveniente compensazione si possono realizzare i circuiti della corrente di riposo e della corrente di lavoro. Con un giusto dimensionamento del circuito si può far oscillare ulteriormente la tensione di alimentazione, senza influenzare il funzionamento del commutatore. *A*

BIBLIOGRAFIA

[1] Firmendruckschrift: Cerberus elektronik, K°. 19-d. aprile 1963, Cerberus AG, Maennedorf, Svizzera.
[2] M. Richter e H. Finke: Un trasmettitore di ordini senza contatti; Siemens Zeitschrift 1960, K° 10, p. 699-701.
[3] C. E. Atkins: recenti progressi nei controlli tattili; Electronics World 1963, K°. 5, p. 34-37.
[4] Dynaquad interruttore di controllo tattile, Tung-Sol Electric, Inc.

Un nuovo sistema di informazioni che registra direttamente su microfilm i dati di un elaboratore

Si apprende che è stato presentato un nuovo sistema di informazioni che registra direttamente su microfilm i dati provenienti da un elaboratore. Durante le dimostrazioni di questo sistema, unico nel suo genere, il nuovo registratore S-C 4400 della « Stromberg-Carlson » è stato collegato on-line ad un elaboratore Univac 1050. L'S-C 4400 è un registratore ad alta velocità che accetta i dati direttamente dai calcolatori e riproduce le informazioni su microfilm alla velocità di 62.500 caratteri al secondo.

(i.s.)

Accumulo dell'energia elettrica mediante un ciclo di elettrolisi e ricombinazione in pila a combustibile

I Dott. G. Bianchi e T. Mussini, del Laboratorio di elettrochimica e metallurgia dell'Università di Milano, hanno realizzato e descritto per l'« Impresa chimica e tecnologica nel campo delle fonti di energia » del C.N.R. un metodo di accumulo di energia elettrica, per mezzo di un ciclo comprendente l'elettrolisi di acido cloridrico e la ricombinazione dell'idrogeno e del cloro in una pila a combustibile.
È stato presentato uno schema d'impianto con dati orientativi di funzionamento desunti dai risultati delle esperienze di base effettuate in laboratorio, e sono state riportate le caratteristiche volt-ampère per l'elettrolizzatore dell'HCl e per la pila a combustibile ad H_2-Cl_2. Il rendimento energetico globale è comparativamente superiore a quello ottenibile con un analogo ciclo basato sull'elettrolisi dell'acqua. Sono stati accennati i vantaggi e le limitazioni connesse con il ciclo di accumulo proposto e ne sono state discusse le prospettive di sviluppo nel caso in cui sia necessario ricorrere a sistemi discontinui di produzione di energia elettrica, quali ad esempio le batterie solari.

(r. i.)

L'evoluzione dei magneti permanenti e le nuove prospettive d'impiego*

Dopo una rapida panoramica sull'evoluzione delle caratteristiche dei magneti permanenti dall'inizio del 1900 ad oggi, vengono brevemente descritte le più recenti applicazioni di questi materiali e gli studi in corso sulle nuove possibilità di impiego che si prospettano nel campo dell'industria automobilistica.

1. - EVOLUZIONE DEI MAGNETI PERMANENTI

Le proprietà magnetiche sono di importanza capitale per giudicare le qualità dei materiali per magneti permanenti; altre caratteristiche importanti sono tuttavia il punto di Curie, la resistività elettrica, la facilità ad assumere le forme più diverse, la resistenza alla ossidazione, ecc.

1.1. - Evoluzione del valore di (BH) max.

Per quanto concerne le caratteristiche magnetiche, il valore della massima energia (BH), cioè il prodotto dell'induzione magnetica, generalmente in Gauss (1 Gauss = 10^{-4} Wb/m²), per il campo corrispondente, misurato generalmente in Oersted (1 Oersted = = $10^3/4\,\pi$ A/m), è il primo parametro che ne definisce abbastanza compiutamente le possibilità di impiego. In effetti il (BH) max determina l'energia magnetica che può essere ottenuta nel campo magnetico di un circuito, per unità di volume. Per una energia magnetica totale prescritta (campo magnetico prescritto) il magnete avrà generalmente dimensioni tanto minori quanto maggiore sarà il suo prodotto (BH) max.
Il magnete ed il circuito magnetico devono evidentemente avere dimensioni tali per cui il punto di lavoro sulla curva di smagnetizzazione corrisponda al prodotto massimo (BH).
Per dimostrare quindi l'evoluzione dei magneti permanenti, la tabella I riporta una serie di materiali magnetici differenti per i quali il prodotto del flusso magnetico per la forza magnetomotrice è costante ($B \times H \times V$ = costante).
È evidente l'aumento di (BH) max e la relativa diminuzione di volume del materiale magnetico per ottenere la stessa energia.
Supponendo di avere le medesime esigenze di progetto, con il materiale 1 si dovrebbero usare ben 38,6 cm³, mentre col materiale 8, soltanto 1,02 cm³, e cioè un volume 38 volte minore.
Fin dal 1920 gli acciai ordinari al carbone, quelli al tungsteno od al cromo temperati a 800° C sono praticamente i soli materiali magnetici utilizzabili, esclusi i minerali magnetici esistenti allo stato naturale. Il primo miglioramento delle caratteristiche magnetiche dell'acciaio si presenta nel 1920; in Giappone si mette a punto la serie di acciai magnetici Honda al cobalto ed al carbone con l'aggiunta di tungsteno e molibdeno.
La presenza del cobalto è determinante per le proprietà magnetiche e il suo tenore può variare da 6 al 35%; il contenuto più economico è però del 9%. L'acciaio a maggiore contenuto di cobalto dà il massimo prodotto (BH) che diventa 0,9 × 10^6 GOe. Questo acciaio differisce dagli altri dell'epoca, anche per il prezzo circa 100 volte superiore; per questo motivo passano alcuni anni prima dell'impiego su vasta scala di questo materiale.
Un grande influsso sullo sviluppo delle caratteristiche magnetiche ha l'industria della radio che prende l'avvio in quell'epoca con una richiesta di magneti sempre più potenti e nello stesso tempo sempre meno voluminosi, meno pesanti e soprattutto meno costosi.
Il 4° materiale magnetico della tabella è l'acciaio Mishima, messo a punto pure nel Giappone nel 1933; trattasi di una lega magnetica a base di nichel, d'alluminio e di ferro, che presenta un valore di (BH) max di 1,05 × 10^6 GOe; il prezzo di un tale magnete è circa un terzo del corrispondente magnete in acciaio al cobalto. Per via sperimentale specialmente con l'aggiunta di cobalto, titanio, rame e per mezzo di un trattamento termico particolare si riesce ancora a migliorare le caratteristiche di questo materiale ottenendo il Ticonal II, il cui valore (BH) max è di 1,8 × 10^6 GOe.
Nel 1938 i Laboratori PHILIPS com-

(*) Bollettino Tecnico d'Informazione Philips n. 41, pag. 35.

piono un notevole passo avanti nello sviluppo degli acciai magnetici, allorchè Jonas applica un trattamento termico in un campo magnetico a certi gruppi di leghe ben definite contenenti nichel, cobalto, alluminio, rame, ferro, con l'aggiunta di altri elementi tra i quali il titanio.

Il valore di (BH) max raggiunge in tal modo i 5×10^6 GOe; questo passo è talmente decisivo che ancora oggi circa la metà della produzione mondiale di magneti viene realizzata secondo questo procedimento.

Nel 1949 si ottiene un ulteriore aumento del valore di (BH) max; la lega Ticonal usuale è solidificata con un procedimento speciale che permette ai cristalli di assumere un determinato orientamento.

Applicando a tali magneti il trattamento termico già conosciuto in laboratorio, il valore di (BH) max raggiunge $8{,}4 \times 10^6$ GOe; con la produzione di serie di questo materiale si ottengono oggi valori compresi tra $6{,}5 - 7{,}5 \times 10^6$ GOe.

Le ricerche per elevare ulteriormente il valore di (BH) max continuano e in USA con una lega di cobalto e platino si raggiunge il valore di 9×10^6 GOe, tuttavia il prezzo di tale materiale è ancora proibitivo per permetterne una applicazione su vasta scala.

Nel corso di tentativi per migliorare le caratteristiche in questione, con una solidificazione orientata, Luteijn e Devos del Laboratorio Philips riescono ad ottenere negli ultimi anni magneti con orientamento cristallino maggiore e con un valore (BH) max di 11×10^6 GOe. Le materie prime, molto pure, in questo caso, sono riportate a fusione in atmosfera protettiva; questi risultati sono tuttavia dati di laboratorio e il materiale non è stato ancora messo in commercio.

Fig. 1 - Caratteristiche di smagnetizzazione del Ferroxdure.

1.2. - Evoluzione del valore della coercitività.

Altra importantissima proprietà magnetica è la coercitività H_c, cioè l'intensità del campo magnetico occorrente per riportare a zero l'induzione in un magnete permanente magnetizzato al punto di saturazione.

Un valore maggiore della coercitività permette l'impiego di magneti più corti e di sistemi magnetici che presentano una maggiore sezione del traferro; questa caratteristica inoltre è di grande importanza per magneti sottoposti a campi smagnetizzanti, come si verifica nei motori, dinamo ecc.

Dalla tabella II è evidente l'incremento di questa caratteristica dei magneti permanenti; si è passati dal primo magnete con coercitività di 50 Oe ad un massimo di 2400 Oe e nello stesso tempo il prodotto (BH) è aumentato in questo esempio di circa 10 volte.

Nella evoluzione del valore di questo parametro, di grande importanza è stata la realizzazione del Ticonal nel 1936; il valore della coercitività è stato portato in un primo tempo a 780; nel 1953 è stato messo a punto un metodo per aumentare la forza coercitiva del Ticonal mediante una aggiunta di titanio ed un aumento del tenore di cobalto, combinati con un trattamento termico speciale.

Si è così ottenuto il Ticonal X con una H_c di circa 1250 Oe con un valore di (BH) max di circa 5×10^6 GOe.

Svolta decisiva però per quanto riguarda l'H_c è stata l'introduzione del Ferroxdure, materiale tecnologicamente del tutto differente dalla lega di acciaio, in quanto preparato con un processo ceramico e quindi con una resistenza elettrica dell'ordine di 10^{12} volte più elevata di quella dei magneti in acciaio. Questa caratteristica si rivela di importanza essenziale per applicazioni in alta frequenza, grazie alle trascurabilissime perdite.

I valori della induzione residua e della coercitività sono molto differenti tra il Ferroxdure ed i vari tipi di Ticonal; come risultato le forme dei magneti differiscono sensibilmente. I magneti in Ferroxdure possono essere realizzati in dimensioni molto più corte e lavorare con un traferro molto più largo, senza presentare fenomeni di autosmagnetizzazione.

La curva di smagnetizzazione per il Ferroxdure 100 è completamente reversibile, cioè è molto difficile smagnetizzare con i metodi normali; l'unico modo possibile è di portarlo alla temperatura di Curie, (450° C). Sebbene il valore (BH) max, di circa 1×10^6 GOe sia molto inferiore a quello del Ticonal, (circa 6×10^6 GOe) in particolari applicazioni si può ottenere, con l'impiego del Ferroxdure, un perfezionamento del disegno geometrico, grazie alla elevata coercitività, alla bassa permeabilità reversibile, di circa 1, comparata con la permeabilità reversibile di circa 4 del Ticonal.

1.3. - Magneti permanenti oggi in commercio.

La tabella III riporta alcune indicazioni dei principali tipi di magneti permanenti oggi in commercio con le relative caratteristiche.

Possiamo dire che questi materiali con proprietà così elevate siano sufficienti a soddisfare le più svariate esigenze della tecnica moderna.

Nelle figg. 1-2-3 sono riportate rispettivamente le caratteristiche di smagnetizzazione del Ferroxdure, le caratteristiche di smagnetizzazione delle leghe in Reco e in Ticonal e le caratteristiche di smagnetizzazione per le più recenti leghe in Ticonal.

Richiamiamo l'attenzione sui magneti in Ticonal 650 e Ticonal 750.

Quest'ultima è una lega a cristalli orientati il cui prodotto di massima energia (BH) max è quasi due volte

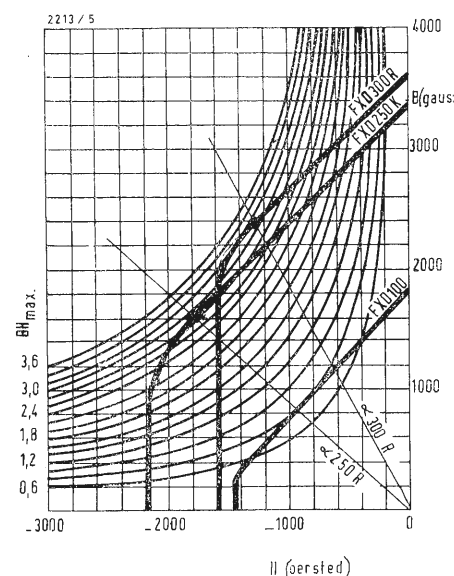
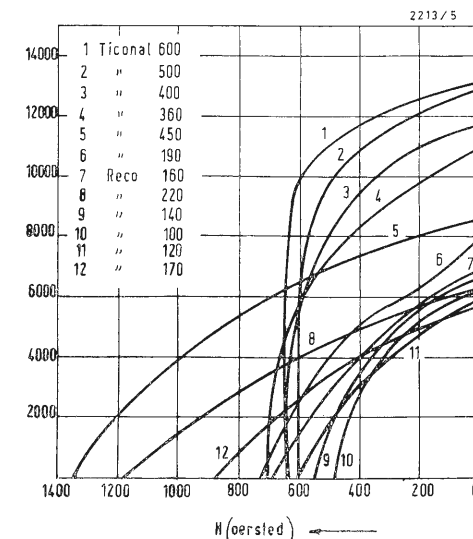



Fig. 2 - Caratteristiche di smagnetizzazione delle leghe in Reco e Ticonal.

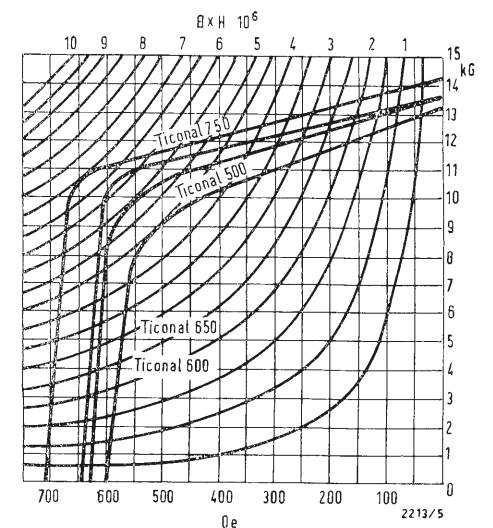



Fig. 3 - Caratteristiche di smagnetizzazione per le più recenti leghe in Ticonal.

superiore a quello del Ticonal del 1938.

Le migliori prestazioni magnetiche si ottengono con una sezione circolare; per questo le sezioni sono standardizzate, mentre la lunghezza deve essere calcolata in base alle esigenze di progetto. L'elevato valore del (BH) max è ottenuto grazie all'alto grado di orientamento dei cristalli.

Di conseguenza si ha una curva di smagnetizzazione tipica con ginocchio molto pronunciato, proprio intorno al valore di (BH) max; da ciò deriva l'assoluta necessità di una esatta determinazione della linea di carico per evitare prestazioni di gran lunga inferiori. La magnetizzazione assiale è l'unica possibile.

Il Ticonal 650 è un altro magnete permanente a cristalli orientati.

Il valore del prodotto (BH) max di questo materiale è leggermente inferiore a quello del Ticonal 750, ma presenta il vantaggio di non essere soggetto a restrizioni nella forma. La natura del materiale è tale che l'orientamento dei cristalli può essere parallelo, oppure perpendicolare all'asse di magnetizzazione.

Anche in questo caso per assicurare un orientamento completo dei cristalli è consigliabile un rapporto geometrico lunghezza/diametro non superiore ad 1.

Per le altre proprietà i due materiali sono simili e la curva di smagnetizzazione presenta pure per il « 650 » un ginocchio molto pronunciato.

Si ha notizia della recentissima messa a punto nei Laboratori Philips e dell'imminente produzione di serie di due nuove gradazioni di Ferroxdure e precisamente: Ferroxdure 330 K, derivante dal 250 K, ma con più elevato valore di induzione residua, un prodotto di massima energia (BH) max apprezzabilmente maggiore ed un valore di H_c che permette una notevolissima resistenza alla smagnetizzazione.

Ferroxdure 360 R, derivante dal Ferroxdure 300 R, che presenta pure una maggiore induzione residua, una più alta coercitività ed un più elevato prodotto di massima energia (BH) max.

La stabilità con la temperatura, per entrambi i tipi, è notevolmente migliorata e, nel caso non si debba tener conto di sue considerevoli variazioni, si può impiegare per il calcolo una linea di carico con angolo più ampio. Come risultato si ottiene un notevole aumento di flusso ed un ridotto volume di materiale per un determinato progetto.

2. - APPLICAZIONI DEI MAGNETI PERMANENTI

2.1. - Applicazioni del Ferroxdure negli altoparlanti.

L'impiego dei magneti permanenti per gli altoparlanti non è una nuova applicazione; recente è però l'impiego del Ferroxdure.

Sino alla fine della seconda guerra mondiale per gli altoparlanti vengono usate soltanto leghe magnetiche di alta qualità; la realizzazione del Ferroxdure non porta subito all'uso su larga scala di questo materiale per l'impiego in questione, per la sua energia magnetica relativamente bassa ($0{,}8 - 1{,}1 \times 10^{16}$ GOe); malgrado ciò il Ferroxdure viene subito usato in alcuni paesi, perchè non richiede, per la sua composizione, l'impiego di metalli pregiati quali il nichelio ed il cobalto.

Oggi la presenza in commercio della gradazione Ferroxdure 300 R e Ferrox-

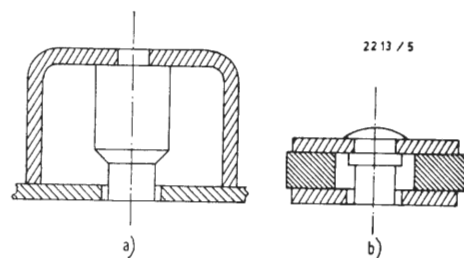



Fig. 4 - Confronto delle dimensioni fra sistemi con Ticonal (a) e sistemi con Ferroxdure (b).

Fig. 5 - Curve di smagnetizzazione per magneti ceramici e per magneti in Ticonal. Sono indicati i normali punti di lavoro per sistemi di altoparlanti.

dure 250 K, con un valore massimo di (BH) che va da 2,6 a 3 × 10^{16} GOe, ha reso possibile una larga diffusione di tali applicazioni. Facendo un confronto con i sistemi in Ticonal, quelli in Ferroxdure risultano meno ingombranti e presentano una riduzione di peso del 45% circa; inoltre nel caso di un sistema equivalente, quello con magneti in Ferroxdure 300 R presenta una riduzione di volume di circa il 25%.

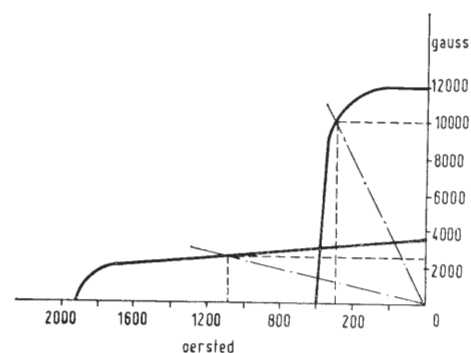
Normalmente il diametro di questi sistemi in Ferroxdure non supera la diagonale dei sistemi in Ticonal; i vantaggi del Ferroxdure consistono generalmente nella possibilità di ottenere la stessa qualità con una spesa minore; il loro impiego consente inoltre la già accennata possibilità di riduzione dell'ingombro, possibilità particolarmente interessante per sistemi riceventi miniatura. La fig. 4 fornisce un confronto delle dimensioni di due sistemi praticamente equivalenti.

La fig. 5 riporta due curve di magnetizzazione, una per il Ferroxdure 300 R, l'altra per magneti in Ticonal, con i relativi valori di B e di H per i punti normali di lavoro. È evidente che i magneti in Ticonal posseggono un valore di B notevolmente maggiore, d'altra parte la loro coercitività è minore.

I relativi valori di B e di H nel punto di lavoro sono:

Ticonal	B_{opt} = 10.000 G
	H_{opt} = 500 Oe
Ferroxdure 300 R	B_{opt} = 2.600 G
	H_{opt} = 1.100 Oe

Dalla condizione per cui l'integrale dell'intensità del campo H lungo una qualsiasi linea chiusa deve essere nullo, segue che il valore di H_{opt} è determinante per la lunghezza geometrica del magnete. L'induzione nel punto di lavoro B_{opt} determina la sezione del magnete, necessaria per mantenere la dovuta induzione magnetica nel traferro degli altoparlanti. Questa è la ragione per cui i magneti in Ticonal sono più alti ed hanno una sezione minore di un equivalente sistema in Ferroxdure. A causa del valore più alto di H_{opt} nel Ferroxdure e della maggiore sezione, il campo disperso con questi magneti può essere critico, in applicazioni molto sensibili; sono già stati impiegati tuttavia con successo e senza disturbi, mediante particolari accorgimenti, anche sugli apparecchi televisivi.

Il coefficiente di temperatura più elevato per il Ferroxdure che per il Ticonal non presenta alcuna importanza, nella normale gamma di temperatura di lavoro ed una variazione di induzione dell'ordine di 200 Gauss non dà luogo ad alcun inconveniente.

2.2. - Magneti permanenti per scopi speciali.

L'aumento delle richieste dall'industria e dai laboratori di ricerca, per configurazioni speciali di campi magnetici, ha reso necessario lo sviluppo di speciali magneti permanenti.

Essenzialmente questi magneti vengono impiegati per applicazioni nucleari e nel campo delle microonde e secondo le loro caratteristiche si possono classificare in due categorie:

1) magneti permanenti per campi uniformi.

Questi magneti sono stati realizzati per ottenere una uniformità molto alta del campo in un piccolo volume e sono allestiti in modo da consentire un rapporto di uniformità di campo superiore ad $1/10^5$; con avvolgimenti di compensazione questa uniformità può raggiungere il valore di $1/10^8$.

Tali sistemi consistono in blocchi magnetici montati su sostegni di ferro dolce adattati in modo da ottenere la massima stabilità meccanica e la migliore distribuzione di flusso. I blocchi di materiale magnetico sono attualmente forniti nella migliore gradazione di Ticonal e selezionati per il massimo della omogeneità ed intensità di campo; le espansioni polari sono costruite in ferro di altissima qualità, e controllate ultrasonicamente, le facce sono rese speculari e ricoperte con uno strato protettivo speciale. Prima dell'impiego le espansioni polari stesse sono messe a punto per le migliori condizioni di campo con un servomeccanismo sensibilissimo. Per ottenere una stabilità di campo duratura, questi sistemi possono essere montati in un ambiente a temperatura controllata.

2) Sistemi magnetici per applicazioni speciali.

Questi sistemi sono appositamente realizzati per applicazioni dove venga richiesta una prestazione magnetica di qualità e stabilità eccezionale:

a) magneti standard per laboratori dove si richiede un campo esattamente noto e stabile per operazioni di taratura;

b) magneti permanenti con limitata scansione elettromagnetica per lavori di risonanza con protoni;

c) magneti permanenti con espansione polare specialmente sagomata per la curvatura dei pennelli elettronici;

d) sistemi speciali per microonde incorporanti campi stabilizzati.

Fino a poco tempo fa soltanto i magneti di Ticonal venivano usati per generare il campo magnetico necessario ai magnetron, perchè si credeva che l'induzione richiesta nel traferro non si potesse ottenere ocn il Ferroxdure. Oggi tuttavia si è riusciti nella realizzazione di magnetron nei quali i magneti in Ferroxdure sono impiegati con successo.

2.3. - Applicazioni dei magneti per impieghi diversi.

Serrature: senza entrare nei dettagli dei particolari, che possono costituire oggetto di brevetti, possiamo brevemente passare in rassegna i principali requi-

TABELLA I. - ***Evoluzione del valore di (BH) max e dei rispettivi valori di B, H, volume e peso.***

			Caratteristiche magnetiche sul punto di funzionamento			Qualità fisiche	
	Anno	Materiale	B (Gauss)	H (Oersted)	(BH) max (G Oe10⁶)	Volume (cm³)	Peso (gr)
1	1880	Acciaio al carbone	5400	48	0,26	38,6	294
2	1900	Acciaio al tungsteno	6000	56	0,34	29,4	225
3	1920	« Honda » Acciaio al cobalto 35 %	6000	150	0,9	11	83
4	1933	« Mishima » Lega nichel-alluminio	4050	260	1,05	9,5	69
5	1936	Ticonal II	5300	340	1,8	5,4	37
6	1937	Ticonal G	10000	500	5	2	14,5
7	1949	Ticonal Gg	13000	640	8,3	1,13	8,5
8	1956	Ticonal XX	9200	1315	11,0	1,02	7

TABELLA II. - ***Evoluzione del valore di H_c.***

	Materiale	Induzione residua (G)	Coercitività (Oe)	(BH) max GOe 10⁶
1	Acciaio al carbone	10.000	50	0,26
2	Acciaio al tungsteno	11.000	70	0,34
3	Acciaio Honda	9.200	240	0,9
4	Lega Nichel-Alluminio Mishima	6.100	480	1,05
5	Alnico	6.000	1.000	2,2
6	Ticonal X	9.000	1.250	4,2
7	Ferroxdure 100	2.000	1.700	0,9
8	Ferroxdure 300 R	3.850	1.900	3,2
9	Ferroxdure 250 K	3.550	2.400	2,6

siti dei sistemi di chiusura delle porte, ottenibili per mezzo di magneti. Nell'impiego di carattere normale, le serrature magnetiche non sono soggette a forza di rilevante intensità e conseguentemente il loro logorio è praticamente nullo; il dispositivo non è soggetto a corrosione e non necessita di lubrificazione. L'impiego di tali sistemi elimina praticamente il fastidioso rumore prodotto dalle serrature di tipo convenzionale; il rapporto di peso tra i 2 sistemi è di circa 1 a 3, in favore dei magneti, ed il costo si mantiene sotto il livello normale delle serrature tradizionali più a buon mercato.

Mandrini magnetici ed apparecchiature di sollevamento: i mandrini elettromagnetici delle macchine rettificatrici presentano l'inconveniente che, se viene a mancare la tensione di alimentazione, oppure si fonde un fusibile, il pezzo in lavorazione viene abbandonato all'istante; ciò può causare seri danni e può costituire un pericolo per lo stesso personale.

Le stesse osservazioni si possono fare per le apparecchiature destinate al sollevamento ed al recupero dei rottami di materiali ferrosi. L'impiego di magneti permanenti in queste macchine consente un più elevato fattore di sicurezza, dato che l'abbandono del carico si verifica solamente al momento della applicazione di un corto circuito magnetico. Con i magneti in Ferroxdure la distanza tra i poli può essere resa molto piccola e in tal modo possono essere fissati anche oggetti di piccole dimensioni.

Estrazione e separazione di particelle ferrose: le particelle di ferro sospese nei liquidi nelle miscele industriali (ad esempio nella lavorazione dei tessili e della carta) possono essere spesso causa di seri danni ai macchinari. Un dispositivo a magnete permanente per eliminare queste particelle ferrose è in grado di prevenire questi inconvenienti. Filtri magnetici per olio sono già largamente impiegati per ridurre l'usura degli ingranaggi e delle pompe. In queste applicazioni, l'inattaccabilità del Ferroxdure da parte dei componenti organici può essere vantaggiosamente sfruttata.

TABELLA III. - *Tipi e caratteristiche dei magneti di produzione Philips.*

Materiale	Induzione residua B_r (G)	Coercitività H_c (Oe)	(BH) max GOe.10^6	Campo richiesto per saturaz. H_{sat} (Oe)	Resistività elettrica $\mu\Omega$ cm	Punto di Curie (°C)
RECO 100	6.100	480	1,2	2.500	70	730
RECO 120	5.900	600	1,3	2.500	70	720
RECO 140	6.500	550	1,4	2.500	75	770
RECO 160	6.500	650	1,65	2.500	65	810
RECO 170	5.500	880	1,65	3.000	60	790
RECO 220	6.200	1.200	2,3	5.000	55	775
TICONAL 190	8.000	720	2,1	3.000	50	775
TICONAL 360	10.700	710	3,6	2.500	50	860
TICONAL 400	11.600	640	4,0	2.500	50	860
TICONAL 450	8.500	1.300	4,25	5.000	50	850
TICONAL 500	12.600	650	4,8	2.500	45	860
TICONAL 600	13.200	650	5,8	2.500	45	860
TICONAL 650	13.400	680	6,2			
TICONAL 750	14.200	720	7,0			
FERROXDURE 100	2 000	1.700	0,9	11.000	10^{14}	450
FERROXDURE 300 R	3.850	1.900	3,2	11.000	10^{14}	450
FERROXDURE 250 K	3.550	2.400	2,6	11.000	10^{14}	450

Applicazioni varie: oltre all'impiego in campo elettronico-elettrotecnico e meccanico, i magneti permanenti possono essere vantaggiosamente impiegati per fissare oggetti a pareti di materiale ferroso, per l'allestimento di tavole dimostrative, nell'industria dei giocattoli, ecc.

2.4. - Applicazioni nell'industria automobilistica.

Il motore a combustione interna è diventato la sorgente preferita di energia, allorchè si è realizzata una apparecchiatura sicura per l'accensione, ottenuta con l'impiego di magneti permanenti e con un avvolgimento di induzione.

I magneti permanenti sono alla base dello sviluppo dell'automobile, ed oggi ancor più, possiamo dire che l'automobile è in evoluzione grazie allo sviluppo delle prestazioni dei magneti permanenti. Ricordiamo che nei motori a combustione interna, la presenza del complicato sistema di trasmissione è dovuta ad una caratteristica sfavorevole del momento torcente.

Perciò la vecchia idea di Woods per l'uso di un motore elettrico con una coppia di avviamento molto alta può diventare realtà nel prossimo futuro. Una vettura completamente automatica con freni elettrici e un motore elettrico su ogni asse, alimentato da un combustibile tradizionale e forse nel futuro, da un piccolo generatore atomico, non è più una idea troppo avanzata. La trasmissione ad ingranaggi è già stata resa automatica con varie apparecchiature tra le quali alcune di tipo elettromagnetico. Le automobili di oggi consumano una notevole quantità di energia elettrica per l'illuminazione, l'avviamento, ecc., ma le richieste degli acquirenti che sollecitano sempre maggiori confort nelle loro macchine fanno sí che un gran numero di servomotori sono o saranno presto di uso corrente. Anche qui l'industria automobilistica si vale delle esperienze acquisite in altri campi della tecnica e le attuali possibilità di reperire magneti con prestazioni sempre migliori ci permettono di realizzare motorini a corrente continua di grande stabilità e senza la necessità di magnetizzare nuovamente i magneti in caso di necessità di smontaggio. Questi motori vengono o verranno usati sulle vetture per motorini eccentrici, per tergicristallo, per condizionamento di aria, per ventilatori, servomotori per hardtop, finestrini, sedili, specchi, ecc. Parlando di queste applicazioni noi abbiamo ricordato le più importanti, ma non dobbiamo trascurarne altre quali orologi, manometri per olio, termometri per acqua, sistemi di allarme, tachimetri, ecc. Possiamo ricordare inoltre l'interesse per un freno elettromagnetico per il quale si sta studiando appunto un sistema con un magnete permanente raffreddato ad acqua; tale studio incontra attualmente notevole difficoltà per l'eccessivo calore generato, e non accettabile per un motore raffreddato con sistema tradizionale; forse nel futuro un sistema di raffreddamento ad aria su ogni asse

suggerirà nuove soluzioni. L'impiego dei magneti permanenti per la chiusura delle porte è già stato studiato e siamo della opinione che una nuova chiusura realizzata con tale sistema possa essere di grande aiuto per la sicurezza dei passeggeri in caso di incidenti.

Non si deve tuttavia pensare che queste brevi anticipazioni sull'impiego dei magneti permanenti nell'industria automobilistica siano troppo azzardate; questi magneti sono uno dei pilastri fondamentali su cui poggiano sempre più il confort degli automobilisti e, quello che più conta, la loro sicurezza. Forse con l'aiuto dei tecnici di tutti i campi e specialmente degli elettronici il futuro permetterà di tradurre in realtà le più ardite idee dei ricercatori di oggi. A titolo orientativo esaminiamo brevemente le possibilità che si offrono sostituendo gli elettromagneti di un motore a corrente continua con magnete permanente in Ferroxdure e le relative conseguenze, nel caso di un motorino per camion. L'introduzione dei magneti ceramici di alta qualità, in particolare modo del Ferroxdure 250 K e del 330 K, rende possibile l'impiego di magneti di dimensioni abbastanza ridotte per realizzare un motorino.

Dai risultati delle prove comparative eseguite in laboratorio tra un motore a corrente continua a magnete permanente ed un altro equipaggiato con avvolgimenti tradizionali, si possono trarre le seguenti indicazioni:

1) Il motore a magnete permanente (PM) presenta dimensioni uguali con miglior rendimento (minore consumo di corrente) del corrispondente tipo ad avvolgimento (EM).

2) Il motore (PM) presenta il medesimo rendimento o un rendimento leggermente inferiore, con dimensioni minori.

3) La versione (PM) è derivata dalla analoga (EM) senza alcuna variazione negli avvolgimenti, ma con l'aggiunta di una resistenza ballast; in questo caso i risultati di alcune prove effettuate a 2.950 giri/min. su un motore per ventilatore hanno dato i risultati sotto riportati (Tabella V).

Le prove sono state effettuate applicando una resistenza ballast da 25 W e 2,7 Ω al motore (PM); ciò ha comportato minime modifiche all'avvolgimento di tipo tradizionale e la possibilità che il nuovo motore possa lavorare a diverso valore di tensione.

Il rendimento può essere notevolmente aumentato modificando gli avvolgimenti di armature (filo da 0,4, anzichè 0,5 mm e numero di spire 968, anzichè 484) e in questo caso si sono ottenuti i sottoindicati risultati (Tabella VI). *A.*

TABELLA IV. - *Caratteristiche del Ferroxdure 330 K e 360 R.*

Gradazione	BH max GOe 10^6	B_r (Gauss)		H_c (Oersted)	
		Min.	Medio	Min.	Medio
FXD 330 K	3,3	3600	3700	2800	3000
FXD 360 R	3,6	3800	3900	2000	2200

TABELLA V. - *Risultati sperimentali.*

Tipo	Alimentazione	Corrente	Uscita	Rendimento %
Motore EM	24 V	3,40 A	29,7 W	36,4
Motore PM	24 V	3,27 A	29,7 W	37,8

TABELLA VI. - *Risultati sperimentali.*

Tipo	Alimentazione	Giri/Min.	Corrente	Uscita	Rendimento %
EM	24 V	2.950	3,40 A	29,7 W	36,4
PM	24 V	2.950	1,86 A	29,7 W	66,5

(a cura dell'ing. Franco Simonini)

per. ind. Renato Magnani

Misuratore di modulazione FM/AM Marconi TF 2300

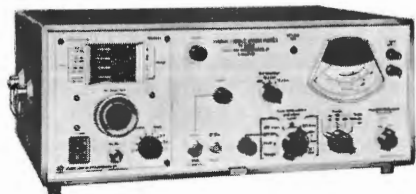



Fig. 1 - Foto del misuratore di modulazione FM-AM TF2390.

1. - GENERALITA'

Il nuovo misuratore di modulazione di ampiezza e di deviazione di frequenza TF2300 della Marconi è uno strumento di uso generale, utilizzabile per un vasto campo di misure sia nelle radio diffusioni che nelle radiocomunicazioni, ed infine nelle misure telemetriche via radio.

In tutti questi campi è infatti necessario effettuare delle misure di profondità di modulazione, sia come deviazione di frequenza che come modulazione di ampiezza, per valutare il grado di efficienza dell'apparato trasmettitore impiegato.

Inoltre il modulometro è assai utile per effettuare misure sul generatore di segnali a radiofrequenza che verrà usato per effettuare la prova e la taratura degli apparati riceventi.

Nelle normali radiodiffusioni a FM le frequenze modulanti sono ristrette alla banda acustica se si eccettuano le radiodiffusioni FM stereofoniche in cui la banda delle frequenze modulanti è assai più larga. In uno dei sistemi di modulazione FM stereofonici più largamente usati, il sistema G.E.-Zenith, le frequenze modulanti possono arrivare fino a 75 kHz.

Deviazioni di frequenza dall'ordine di ± 75 kHz e oltre sono poi normali sia alle radiodiffusioni FM ordinarie che a quelle stereofoniche.

Nelle radiocomunicazioni, sia con installazioni mobili che con apparecchiature fisse, la deviazione di frequenza del segnale FM è generalmente assai più ristretta, dell'ordine dei ± 25 kHz o meno. Le frequenze modulanti sono anche qui generalmente ristrette alla banda audio.

Una assai più larga banda, sia come frequenze modulanti che come deviazioni di frequenza, è invece richiesta dai sistemi telemetrici.

Sono infatti usate frequenze modulanti fino ad 1,5 MHz e deviazioni di frequenza dell'ordine del MHz.

Alcuni sistemi di radiocomunicazioni multicanale possono infine richiedere frequenze modulanti superiori ai 20 MHz con deviazioni di frequenza di parecchi MHz.

In moltissimi impianti di radiodiffusione, radiocomunicazione, e anche in alcuni sistemi telemetrici viene poi usata la modulazione di ampiezza per la trasmissione dell'informazione.

In questo sistema di modulazione la frequenza dell'onda portante può variare da pochi kHz fino alle onde micrometriche.

Con il modulometro TF 2300 è possibile effettuare misure di deviazione di frequenza o di profondità di modulazione nella maggior parte dei sistemi di radio diffusione, telemetrici e praticamente, in tutti gli impianti di radiocomunicazione.

Infatti i limiti di funzionamento di questo strumento sono piuttosto ampi e consentono di definirlo un apparecchio di uso generale.

Oltre alle misure di modulazione il TF2300 permette di effettuare altre misure complementari come misure di distorsione del segnale, misure di « noise », misure di modulazioni spurie ad AM su apparati a modulazione di frequenza e misure di modulazioni spurie FM su apparati a modulazione di ampiezza. A rendere maggiormente interessante questo strumento concorre il fatto che esso è costituito da un certo numero di sub-unità così che le future versioni modificate potranno essere prodotte semplicemente con il cambio di qualche elemento dell'apparecchio.

Lo strumento è completamente transistorizzato, montato su circuito stampato e può essere alimentato sia con la normale tensione di rete che con una tensione continua a 24 V.

In tutti gli stadi amplificatori è fatto largo uso della controreazione in modo da assicurare una buona stabilità di guadagno, una buona curva di risposta ed una completa indipendenza dalle caratteristiche dei transistori.

Fig. 2 - Schema a blocchi del modulometro.

V
2230/14
t
segnale I.F. all'uscita del limitatore

Figure 3 - 4 - 5

2. - DATI TECNICI

Ingresso a radiofrequenza: da 4 MHz a 1000 MHz.

Massima tensione e potenza di ingresso: 3 V_{eff} - 200 mW.

Impedenza d'ingresso: 50 Ω.

Frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale: da 5,5 MHz a 1001,5 MHz in otto gamme. L'oscillatore locale ha inoltre la possibilità di essere controllato a quarzo per la rapida esecuzione di collaudi di serie su tre frequenze predisposte. Allo scopo sono montati all'esterno tre zoccoli portacristallo selezionabili mediante commutatore frontale.

Precisione della scala: ± 3%.

Ingresso per un eventuale oscillatore esterno: per il comando sono richiesti 200 mV su 50 Ω.

Uscita a frequenza intermedia a 1,5 MHz, ampiezza fra 250 e 750 mV impedenza 10 kΩ.

Misure di profondità di modulazione a AM: divise in due gamme da 30% e 100% di fondo scala (massimo lettura apprezzabile 95% di profondità di modulazione).

Misure di deviazione di frequenza: in 5 gamme da 5, 15, 50, 150 e 500 kHz di fondo scala.

Livello di disturbo a — 48 dB misurato in una banda da 30 Hz a 15 kHz con segnale a ± 5 kHz di deviazione di frequenza. Le deviazioni di frequenza positive o negative possono essere selezionate tramite un commutatore posto col pannello frontale.

Uscita a bassa frequenza: per le misure in modulazione di frequenza il campo di frequenza ricoperto va da 30 Hz a 150 kHz con possibilità di inserzione di un filtro passa basso a 15 kHz. Per le misure a modulazione di ampiezza a banda ricoperta va da 30 Hz a 50 kHz.

Livello di uscita a 0 dBm su 600 Ω per un'indicazione dallo strumento a fondo scala. Distorsione inferiore allo 0,2% per segnali FM con deviazioni fino a ± 75 kHz, e inferiori al 2% per segnali con deviazioni di frequenza di ± 500 kHz. Per le misure di modulazione di ampiezza la distorsione è inferiore all'1% per profondità di modulazione fino al 60%, e inferiore al 3% per modulazioni di ampiezza al 90%.

3. - DESCRIZIONE DELLO SCHEMA A BLOCCHI

Nella figura 2 è rappresentato lo schema a blocchi dello strumento; qui di seguito diamo una breve descrizione dei principali stadi dello strumento.

1) *Unità attenuatore-miscelatore.*

A causa delle alte frequenze di lavoro, fino a 1000 MHz, a cui debbono funzionare sia l'attenuatore RF che il miscelatore sono montati in un'unica unità schermata. Questo tipo di costruzione riduce al minimo le risposte spurie di bassi livelli e permette di operare anche in presenza di campi estranei a radiofrequenza. L'attenuatore è del tipo a variazione continua ad impedenza di ingresso costante mentre il miscelatore è di tipo convenzionale, non sintonizzato. Con l'utilizzo di un oscillatore locale esterno è possibile operare con lo strumento a frequenze più alte di quelle specificate nei dati fonici.

2) *Oscillatore locale.*

La frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale è tale da generare una frequenza intermedia di 1,5 MHz. L'oscillatore locale ricopre una banda-base di funzionamento da 5,5 MHz a 44 MHz divisa in 2 gamme da 5,5 a 11 MHz e da

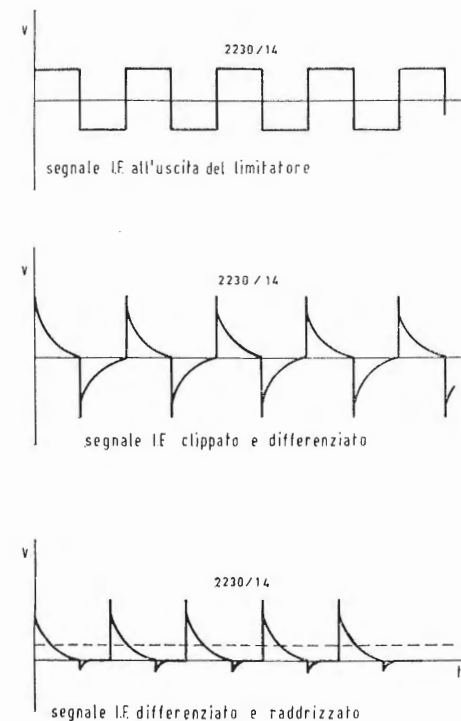
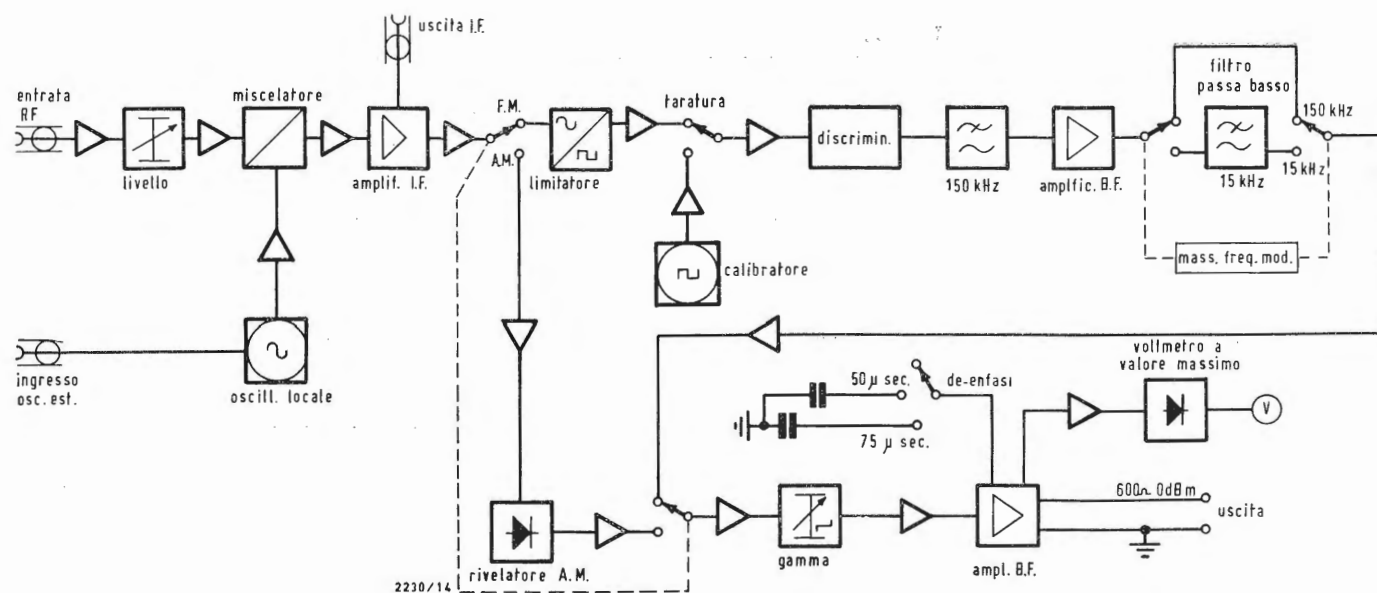
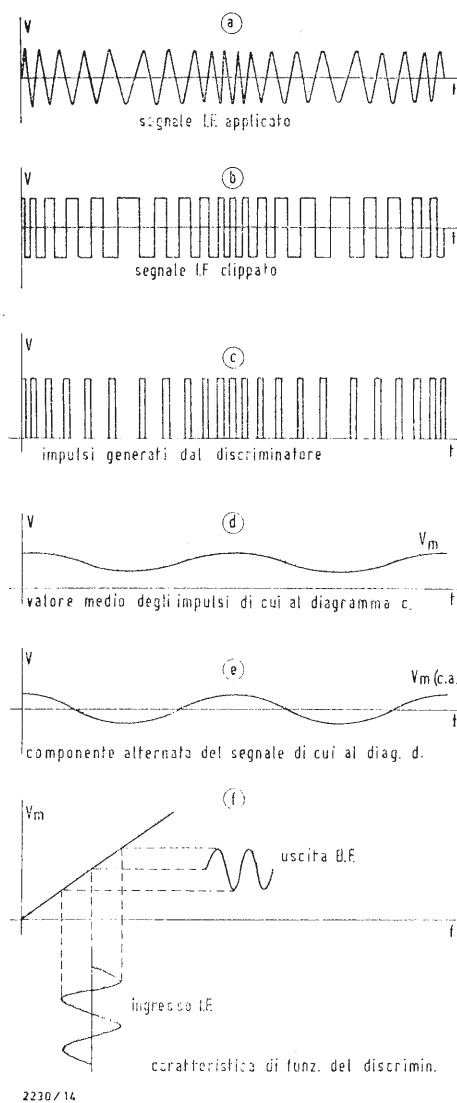



Fig. 6 - Funzionamento del discriminatore.

22 a 44 MHz. Le frequenze più alte di funzionamento, necessarie per il ricoprimento della intera banda di misura, sono ottenute dalla seconda gamma usando un duplicatore di frequenza e due circuiti generatori di armoniche.

Le variazioni di sintonia dell'oscillatore locale del circuito duplicatore di frequenza sono ottenute per mezzo di bobine avvolte su nuclei in ferrite scorrevoli. Questo tipo di sintonia presenta il vantaggio, rispetto all'accordo capacitivo, di ridurre al minimo ogni effetto microfonico.

Le modulazioni AM e FM spurie, dovute al ronzio e al rumore di fondo sono contenute a bassi livelli.

Alle più alte frequenze di lavoro vi può essere con lo strumento posto sulla gamma dei 5 kHz, di deviazione, una modulazione spuria di —30 dB rispetto ad una deflessione a fondo scala dello strumento; questo operando con larghezza di banda di 15 kHz.

Alle frequenze più basse le modulazioni spurie sono ancora più ridotte; ad esempio, con un segnale in ingresso di 250 MHz e con lo strumento ancora sulla gamma dei 5 kHz, si avranno circa — 46 dB..

É inoltre possibile ridurre ulteriormente questo valore controllando l'oscillatore locale a quarzo. Questo viene ottenuto inserendo in uno degli appositi zoccoli un cristallo risonante a quarzo con frequenza compresa fra 22 e 44 MHz; si noti che per il funzionamento sulle frequenze più alte vengono poi usate le frequenze armoniche.

Con l'inserzione del risuonatore a quarzo il massimo livello di modulazione spuria cade a —50 dB su tutte le gamme di funzionamento.

Al disotto dei 22 MHz il controllo a cristallo non comporta vantaggi effettivi rispetto al funzionamento libero in quanto il rumore di « noise » del miscelatore diventa prevalente rispetto a quello generato dall'oscillatore locale; per questa ragione il controllo a quarzo viene escluso nelle due gamme di funzionamento più basse.

Per l'inserzione del cristallo è sufficiente portare approssimativamente l'oscillatore locale a lavorare sulla frequenza del quarzo.

A causa del fatto che il segnale nell'oscillatore è ricavato mediante armoniche vi possono essere delle letture spurie se il segnale in esame è anch'esso con alto contenuto di armoniche. In questi casi è necessario l'uso di un oscillatore locale esterno che fornisca un segnale « puro » di almeno 200 mV su 50 Ω.

3) *Amplificatori IF*

I principali requisiti richiesti all'amplificatore di frequenza intermedio sono: un lineare responso ampiezza/frequenza per le misure in MA ed un lineare responso fase/frequenza per le misure in MF.

Gli stadi amplificatori a frequenza intermedia sono tre di cui il primo, lineare, amplifica sia i segnali a FM che ad AM.

Successivamente il segnale FM passa attraverso uno stadio IF limitatore di ampiezza mentre il segnale AM passa attraverso uno stadio amplificatore accordato.

Tutti gli stadi amplificatori IF sono fortemente controreazionati per ridurre ogni possibile distorsione e conferire stabilità allo strumento.

4) *Stadi limitatori.*

All'uscita dagli stadi amplificatori IF il segnale passa attraverso tre stadi limitatori che eliminano ogni variazione di ampiezza del segnale stesso.

Questo allo scopo di eliminare ogni traccia di una eventuale modulazione di ampiezza presente. Il segnale, all'uscita del limitatore è del tipo mostrato in fig. 3. Il limitatore fornisce inoltre un segnale di controllo per la sintonia del modulometro.

Infatti una parte del segnale clippato viene poi differenziato come mostra la fig. 4 ed infine raddrizzato in modo da ottenere una componente continua Vm sufficientemente proporzionale alla frequenza di ripartizione. (fig. 5). Questa tensione viene poi applicata allo strumento indicatore in modo da segnalare quando viene raggiunta la corretta IF.

5) *Stadio discriminatore.*

Il funzionamento dello stadio discriminatore è illustrato nelle figure 6 e 7. Un impulso di ampiezza e durata fisse viene generato ogni volta che il segnale IF clippato passa attraverso il valore zero nel senso delle ordinate positive, come mostrano le fig. 6 *b* e 6 *c*.

Il valore medio degli impulsi generati dal discriminatore, fig. 3 *d*, é di conseguenza proporzionale alla frequenza di ripetizione degli impulsi stessi e quindi proporzionale alla frequenza del segnale IF in ingresso.

La componente alternata del segnale generato dal discriminatore fornisce quindi il segnale utile a bassa frequenza demodulato, come mostra la fig. 6.

Nella fig. 7 sono riportati due impulsi teorici generati dal discriminatore in cui il valore « *h* » indica l'ampiezza del segnale generato, « *tp* » indica la durata dell'impulso e, infine, « 1/*f* » indica il periodo.

Il valore medio V_m è dato da:

$(h - V_m)\ tp = (1/f - tp)\ V_m$ da cui

$V_m = h\ t\ p\ f.$

Essendo i valori « *h* » e « *tp* » costanti, il valore di V_m dipende quindi esclusivamente da « *f* » cioè dalla frequenza degli impulsi e di conseguenza dalla frequenza del segnale I.F.

Questo tipo di discriminatore è l'unico

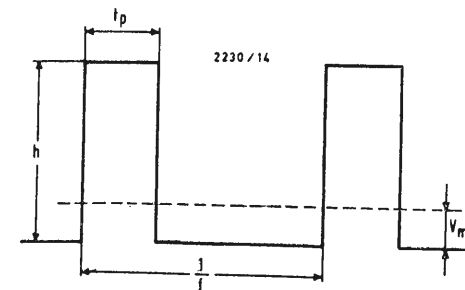



Fig. 7 - Impulsi teorici generati dal discriminatore con indicato il valore medio Vm.

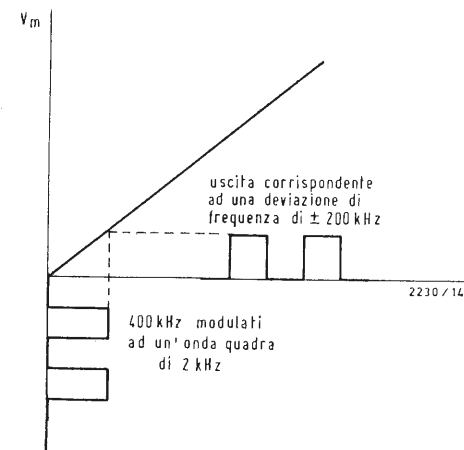



Fig. 8 - Segnale di uscita dal discriminatore all'applicazione del segnale a 400 kHz del calibratore.

sistema di demodulazione FM che, almeno teoricamente, è perfettamente lineare; in pratica molte difficoltà, fra cui quella di mantenere rigorosamente costante l'ampiezza e la durata degli impulsi, diminuiscono questa linearità ma comunque il sistema rimane ugualmente valido e difficilmente con altri sistemi si può raggiungere il basso valore di « noise » e la linearità che gli sono caratteristici.

Circuitalmente il discriminatore è costituito da un trigger di Schmitt comandato dal segnale IF clippato; Le onde rettangolari che ne sono generate hanno un tempo costante di salita, e vengono differenziate ed usate per pilotare un generatore di impulsi. Un filtro passa-basso provvede poi ad eliminare tutte le componenti residue ad alta frequenza.

6) *Circuito calibratore.*

Per il controllo dello strumento è previsto un circuito calibratore che fornisce un segnale standard, controllato a cristallo, per la taratura del circuito misuratore.

Allo scopo viene usato un oscillatore a 400 kHz che viene bloccato ad una frequenza di 2kHz; i treni di impulsi rettangolari a 400 kHz ottenuti sono applicati, tramite il commutatore di taratura, al circuito discriminatore. L'uscita del discriminatore, a questi impulsi, (fig. 8) rappresenta un segnale corrispondente ad una deviazione di ± 200 kHz; il guadagno dell'amplificatore di BF può ora essere regolato, tramite il potenziometro di controllo frontale SET Cal, per una corretta indicazione dello strumento, pari cioè a ± 200 kHz.

7) *Rivelatore AM.*

Durante la misura di segnali modulati in AM lo strumento funziona come già visto per i segnali FM fino all'amplificatore di IF. Dopo di questo, infatti, il segnale viene applicato ad un rivelatore AM, tramite un potenziometro di regolazione di taratura, ed infine convogliato al secondo stadio dall'amplificatore BF. Il segnale passa inoltre, dopo la rivelazione, attraverso un filtro passa-basso a 50 kHz in modo da eliminare le componenti ad alta frequenza.

Il rivelatore AM serve inoltre, sia nella misura FM che AM, a fornire un segnale continuo, ricavato dalla componente continua di rivelazione, per la taratura dello strumento sulla linea di SET, cioè per la regolazione del livello del segnale a radiofrequenza entrante; detto livello viene variato tramite l'attenuatore dal segnale in ingresso (con il modulometro in posizione di SET) fino a far sovrapporre la lancetta dello strumento alla linea di SET tracciata sulla scala. In questo modo lo strumento viene adattato al livello del segnale in ingresso ed è quindi pronto per la misura.

8) *Amplificatore a bassa frequenza.*

L'amplificatore a BF è composto da due stadi a guadagno variabile, da un amplificatore d'uscita e da un voltmetro a valore massimo.

Il segnale all'uscita del discriminatore passa attraverso un filtro passa-basso a 150 kHz e quindi al primo stadio amplificatore BF; il guadagno di questo è variabile, mediante potenziometro, per la taratura dello strumento. All'uscita del primo stadio vi è poi il commutatore di gamma e quindi un secondo stadio amplificatore.

Si noti che fra il primo ed il secondo stadio amplificatore può essere inserito un filtro passa-basso a 15 kHz in modo da restringere la banda passante alla frequenza audio.

Il commutatore di gamma, di tipo resistivo, ha un'attenuazione massima di 40 dB divisa in 4 scatti di 10 dB.

Sul secondo stadio amplificatore vi è la possibilità di inserzione di due circuiti di de-enfasi con costanti di tempo, rispettivamente, di 50 e 75 μsec. Il segnale BF viene quindi reso presente sulle boccole frontali « OUTPUT » con livello di 0 dBm su 600 Ω per una deflessione di fondo scala dello strumento.

Il circuito di misura, composto dallo strumento, da un amplificatore pilota da uno stadio di uscita in push-pull e da un rivelatore, viene pure connesso al secondo stadio di amplificazione BF.

La forte amplificazione degli stadi amplificatori di misura fornisce un alto livello di segnale al diodo raddrizzatore del misuratore, in modo da portare il diodo stesso a lavorare in un tratto sufficientemente lineare della sua caratteristica, ottenendo così una linearizzazione di scala dello strumento indicatore.

Sia nel circuito amplificatore di misura che in quello di BF è largamente usata la controreazione in modo da ottenere una notevole stabilità di guadagno.

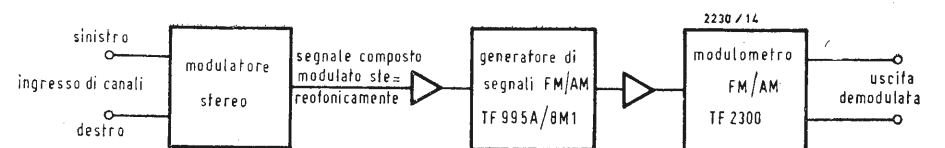



Fig. 9 - Montaggio di prova per la misura della distorsione del modulometro TF2300.

Fig. 10 - Spettro di frequenza di un segnale FM stereo con un segnale modulante di 1 kHz. La modulazione è effettuata con il sistema G.E.-Zenith.

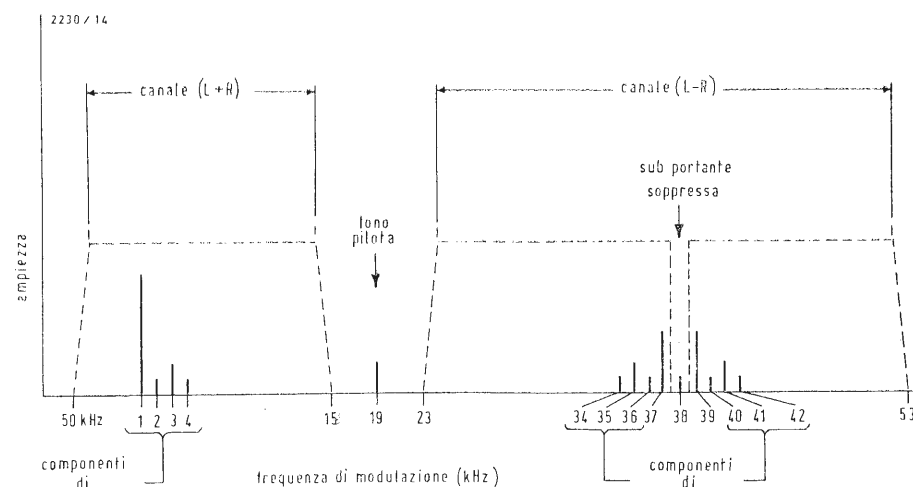



Tabella 1

	Canale $(L + R)$			Canale $(L - R)$					
Ordine di armonica	2	3	4	4	3	2	2	3	4
Frequenza armonica	Hz 400	Hz 600	Hz 800	kHz 37,2	kHz 37,4	kHz 37,6	kHz 38,4	kHz 38,6	kHz 38,8
Distorsione D_1 del solo modulatore in dB	—46	—46	—52	—58	—51	—49	—49	—51	—58
Distorsione D_2 totale in dB	—44	—46	—52	—58	—50	—47	—47	—50	—58
$=\sqrt{D_2^2 - D_1^2}$ dB = distorsione del modulometro + gener. segn.	—48	<—60	<—60	>—60	—60	—54	—54	—60	<—60

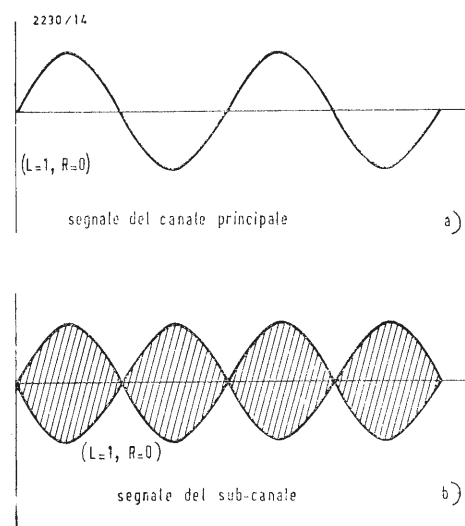



Fig. 11

4. - APPLICAZIONI PRATICHE

Riportiamo qui di seguito alcune misure effettuate per valutare il grado di efficienza, come distorsione introdotta e separazione di canali, nella misura di segnali FM stereofonici, del modulometro TF2300. Le misure descritte possono poi venire utilmente impiegate per le prove su apparati trasmittenti FM stereofonici. La disposizione di misura è quella mostrata in fig. 9.

Un generatore campione di segnali FM stereo viene modulato dal segnale fornito da una sorgente di segnale stereofonico.

Il TF2300 viene poi usato come demodulatore FM, l'uscita viene prelevata dalla boccola « OUTPUT ». Teoricamente l'uscita demodulata dovrebbe essere perfettamente uguale al segnale stereo modulante; in pratica le componenti di distorsione modificano il segnale sia come ampiezza che come separazione di canali in special modo alla frequenza estrema della banda passante (50 Hz – 15 kHz).

Il sistema di modulazione usato è quello G.E.-Zenith di cui un tipico spettro di frequenza, con segnale modulante di 1 kHz applicato ad un solo canale (destro o sinistro), è mostrato in fig. 10; nella figura sono indicate, oltre ai segnali utili, le componenti di distorsione presenti.

La distorsione introdotta viene misurata mediante l'utilizzo di un analizzatore di onda e rilevando con questo, ogni singola componente del segnale stereo all'uscita del modulatore stereo.

L'analizzatore d'onda viene poi connesso all'uscita demodulata del TF2300 e sui valori ricavati viene effettuata la differenza algebrica con i corrispondenti valori della misura precedente.

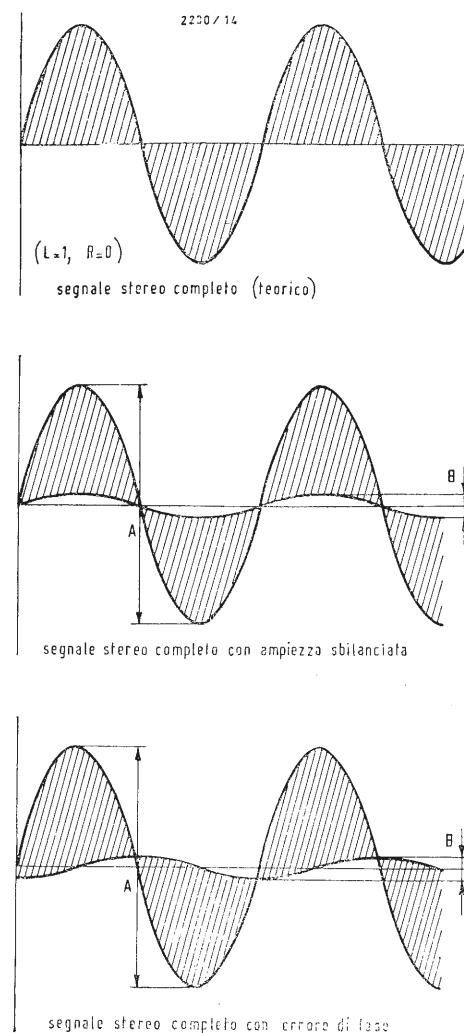



Figure 12 - 13 - 14

Il risultato ottenuto indica il valore delle componenti di distorsione introdotte dal modulometro e dal generatore di segnali FM.

Nella tabella 1 sono riportati i valori di distorsione rilevati mediante l'utilizzo di un generatore di segnali FM AM Marconi – tipo TF 995A/8M1, e del modulometro TF2300. Le misure sono state effettuate su una frequenza portante di 100 MHz con una deviazione di frequenza di ± 67,5 kHz ed un segnale modulante di 200 Hz, applicato al solo canale sinistro.

Per la comprensione della tabella si noti che le frequenze utili di segnale (non riportate sulla tabella) sono 200 Hz, 37,8 e 38,2 kHz; le componenti di distorsione sono per il canale $(L + R)$ di 400, 600, 800 Hz, e per il canale $(L - R)$, di 37,2, 37,4 e 37,6 kHz per le frequenze di distorsione più basse di 38,4, 38,6 e 38,8 kHz per le componentl di frequenza più alta.

Le successive componenti distorcenti possono considerarsi trascurabili.

Riportiamo ora, di seguito, come sia possibile effettuare una misura di separazione di canali stereofonici. Se fosse possibile vedere all'oscilloscopio separatamente la regione delle frequenze da 50 Hz a 15 kHz dalla regione delle frequenze da 23 a 53 kHz (ci si riferisce sempre ad un segnale FM stereo G.E.-Zenith come a fig. 10) sarebbe possibile vedere le forme d'onda di segnale di cui alla fig. 11 *a* e 11 *b*.

Il completo segnale stereofonico modulante senza la frequenza pilota a 19 kHz risulta dalla somma di queste forme d'onda ed è del tipo di cui a fig. 12. In pratica la forma d'onda di cui in fig. 12 è del tutto teorica in quanto le ampiezze sbilanciate, e gli errori di fase fra i due segnali sommati comportano delle forme d'onda di cui alle figure 13 e 14. In queste figure l'ampiezza « *B* » rappresenta un segnale estraneo sul canale destro dovuto ad un ingresso sul canale sinistro.

Le forme d'onda di cui alla figura 13 e 14 possono essere viste su di un comune oscilloscopio; in questo modo è possibile effettuare una misura di separazione di canali senza effettuare una decodificazione del segnale stereo completo. Infatti la separazione è data da:

$20 \log_{10} A/B$.

dove « *A* » rappresenta l'ampiezza del segnale stereo, « *B* » l'ampiezza del segnale estraneo di errore.

Gli effetti indesiderabili di segnali d'errore sono maggiormente avvertiti agli estremi della banda delle frequenze modulanti 50 Hz e 15 kHz.

Le norme F.C.C. fissano, per gli apparati trasmittenti FM stereo, una separazione di canali > 29,7 dB su tutta la gamma da 50 Hz a 15 kHz.

Nella tabella 2 sono riportati, nella 3ª colonna, i valori di separazione di canali del modulometro TF2300, nella 2ª colonna i valori di separazione ottenuti con l'uso del TF2300 in congiunzione con un generatore di segnali TF 995A/8M1; nella 1ª colonna infine sono riportati i valori delle frequenze modulanti.

Tutte le misure sono state effettuate con un segnale modulante stereo con separazione di canale > 50 dB, mentre per la misura della separazione di canale del solo modulometro il segnale stereo composto è stato connesso al filtro integratore a 150 kHz e di conseguenza all'amplificatore BF del modulometro stesso.

Come si può vedere dai valori riportati il modulometro ha una buona separazione anche agli estremi limiti di banda, ed eccede sempre i valori fissati dall' F.C.C.

Infatti anche al limite dei 50 Hz, la somma dei valori di separazione del generatore più quello del modulometro è ancora superiore di circa 3 dB alle norme F.C.C.

A.

Tabella 2

Frequenza modulante	Separazione in dB	
	Separazione del generatore di segnale più il modulatore	Separazione del filtro integratore e dell'amplificatore BF del modulometro
50 Hz	33,5	34,5
100 Hz	38,7	40
200 Hz	43	43
1 kHz	46	48
2 kHz	46	46
5 kHz	46	46
10 kHz	46	46
12 kHz	43	46
15 kHz	43	45

dott. ing. Antonio Longhi

Le batterie solari e loro applicazioni*

Questo articolo tratta le applicazioni delle pile fotovoltaiche al silicio, alle batterie solari. Dopo una breve descrizione delle forme generiche di queste pile, si discute il meccanismo del funzionamento, facendo particolare attenzione al rendimento con cui l'energia luminosa viene convertita in energia elettrica. Infine, si tratta l'uso di queste pile e in particolare la loro preparazione per l'applicazione alle batterie solari.

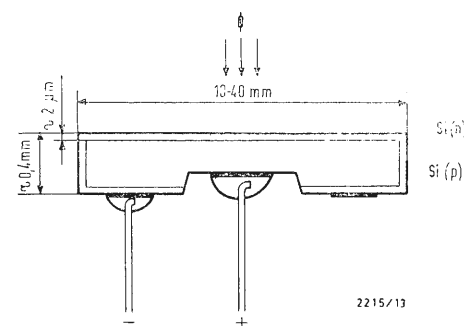



Fig. 1 - Sezione trasversale di una pila solare.

1. - PARTICOLARI COSTRUTTIVI

Le batterie solari sono composte da pile fotovoltaiche. Queste in sostanza sono diodi al silicio a giunzione diffusa di grande area superficiale. Analogamente alle ben note pile al selenio a strato-barriera, questi tipi di diodi presentano un effetto fotovoltaico, per mezzo del quale l'energia luminosa può essere convertita in energia elettrica. Quando un simile diodo è esposto alla luce, parte dei fotoni incidenti liberano elettroni, generando coppie elettrone-cava. Supposto che tutte le coppie non si ricombinino prima di aver raggiunto la giunzione, è possibile ricavare una corrente fotovoltaica dal diodo. Le pile fotovoltaiche al silicio consistono in un foglio di silicio monocristallino drogato, avente una superficie rivestita con un sottile strato di silicio di tipo contrario. Generalmente il substrato è di tipo p, quindi il rivestimento è di materiale tipo n. La giunzione formata dai materiali tipo p e tipo n deve essere molto vicina alla superficie per assicurare un buon rendimento di conversione dell'energia. Perciò il rivestimento, che viene esposto alla luce incidente, deve essere molto sottile.

Gli strati tipo p e tipo n della pila sono provvisti di contatti ohmici, cioè di contatti che non presentano effetto di rettificazione. Per minimizzare la caduta di tensione, quando la pila fornisce corrente, la resistenza di questi contatti deve essere molto piccola. Le pile per batterie solari possono essere o quadrate o rotonde. Le pile quadre sono più adatte all'uso coi satelliti e per speciali applicazioni, dove sia disponibile solo uno spazio limitato. Quando sono montate in modo che i bordi si tocchino l'un l'altro, non si spreca spazio e si ottiene la massima energia per unità di area della superficie. Invece, le pile rotonde possono essere fatte per trattamento diretto di barrette cilindriche di silicio. In questo caso si sfrutta l'intera superficie del blocchetto e non si spreca materiale; inoltre si elimina la lavorazione supplementare per sagomare a quadro le barrette. Le pile rotonde sono perciò meno costose e sono preferite nelle applicazioni generali.

Le pile fotovoltaiche al silicio tipo BPY15 sono formate da dischi di 19 mm di diametro e di spessore circa 0,25 mm. Essi sono fatti con fogli di materiale tipo p costituiti da silicio drogato con boro. La loro resistività è piccola essendo dell'ordine di 0,1 Ω/cm. Dopo che i foglietti sono stati trattati nel modo abituale (cioè spianatura, incisione e levigatura) vengono sottoposti ad un processo di diffusione gassosa in un'atmosfera contenente fosforo evaporato. In questo modo il foglietto si riveste di uno strato di materiale di tipo n, ottenendosi così una giunzione $p - n$ di grande superficie.

Poichè l'intera superficie è rivestita di materiale tipo n mediante un processo di diffusione, il ricoprimento sul lato inferiore del foglio deve essere parzialmente asportato per grattamento. Con ciò si accede al materiale tipo p, in modo che si può disporre direttamente al centro della cella un contatto ohmico, che forma il terminale positivo. Il terminale negativo viene ottenuto per mezzo di un ferro anulare di contatto, che circonda il terminale positivo e quindi stabilisce il contatto col materiale tipo n non asportato (v. fig. 1).

I terminali positivo e negativo delle BPY15 sono fatti di una lega avente un basso punto di fusione. I conduttori di collegamento devono essere saldati con gran cura. Per evitare che le pile vengano danneggiate, si raccomanda di usare filo flessibile ravvivato allo stagno; la lega saldante non deve contenere meno del 60% di stagno e bisogna usare un ferro saldatore piccolo (potenza massima 30 W). La saldatura deve essere fatta rapidamente in modo che la temperatura non superi i 220° C.

(*) *Electronic Applications*, vol. 25, n. 2, pag. 78

2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Quando si illumina la pila, la sua superficie riflette alcuni dei fotoni incidenti; i fotoni rimanenti penetrano nella pila. Fra i fotoni che penetrano nella pila, ce ne sono alcuni, che hanno energia superiore a quella necessaria per permettere agli elettroni di attraversare la barriera di energia proibita, per cui si libera un elettrone e contemporaneamente si forma una lacuna. I portatori di cariche liberati viaggiano attraverso il cristallo per diffusione o sotto l'influenza di un campo elettrico. Col tempo, elettroni e cave possono ricombinarsi nel cristallo, ma una volta che un portatore di cariche minoritario (un elettrone nella regione p o una cava nella regione n) abbia raggiunto il limite della zona della carica spaziale, viene attratto in questa zona e penetra nella regione in cui i portatori di cariche del proprio segno sono i portatori maggioritari di cariche. D'altro canto, il campo della zona di carica spaziale impedisce che portatori maggioritari di cariche abbandonino la regione in cui essi sono stati liberati. Perciò, indipendentemente dalla particolare regione in cui i fotoni vengono assorbiti e i portatori di cariche vengono liberati, l'effetto fotoelettrico condiziona il flusso di una corrente elettrica dalla regione n verso la regione p (v. fig. 2).

Fig. 2 - Caratteristiche diretta e inversa di una pila solare – (1) nell'oscurità completa – (2) quando è illuminata.

Se tutti i portatori di cariche minoritari, che sono liberati dall'assorbimento di fotoni, raggiungessero la zona della carica spaziale, la corrente fotovoltaica sarebbe funzione del numero q di fotoni assorbiti secondo la relazione:

$$I = q\,\varphi$$

senza tener conto del segno.

Inoltre, come sopra ricordato, c'è probabilità che alcuni portatori di cariche si ricombinino prima di aver raggiunto la giunzione. Questa probabilità π dipende dalla natura del materiale (nel caso attuale, il silicio) e dalla distanza fra il punto in cui il portatore di cariche viene liberato e la giunzione. Per un dato materiale l'eventualità che un portatore di cariche contribuisca alla corrente fotovoltaica diminuisce rapidamente con questa distanza. La corrente fotovoltaica misurabile si riduce allora a

$$I = q\,\varphi\,\pi$$

avendo introdotto il fattore π di probabilità dei portatori di cariche raccolti dalla giunzione.

Riassumendo, se una cella fotovoltaica viene esposta alla luce, cariche elettriche di segno opposto si accumulano sulle due facce della giunzione presso le regioni n e p. La differenza di potenziale fra queste due regioni è dell'ordine di 0,5 V in condizioni di assenza di carico, cioè se misurata a circuito aperto (corrente zero dell'assorbitore). Se la pila è caricata, la corrente fotovoltaica scorre attraverso il carico, viaggiando esternamente dal terminale p al terminale n.

3. - MECCANISMO DELLA CONVERSIONE DI ENERGIA

La conversione di energia luminosa in energia elettrica ha luogo nelle seguenti tre fasi:

1) produzione di coppie elettrone-cava all'istante in cui i fotoni sono assorbiti;

2) diffusione di portatori di cariche minoritari liberati verso la giunzione;

3) raccolta di questi portatori intorno alla zona della barriera e loro trasferimento al carico esterno collegato ai terminali della pila fotovoltaica.

La fig. 3 rappresenta schematicamente questa conversione di energia in una giunzione $n - p$ cortocircuitata esternamente. La distanza x dalla giunzione è portata in ascisse e l'energia E degli elettroni in ordinate. L'energia richiesta da un elettrone per passare alla zona proibita di energia del silicio, in altre parole per migrare dalla banda di valenza alla banda di conduzione, è designata con ΔE; l'energia del fotone considerato è indicata con E; l'energia della banda di valenza della regione p con E_{vp}, e quella della banda di conduzione con E_{cp}. I corrispondenti livelli di energia della regione n sono indicati con E_{vn} ed E_{cn} rispettivamente. Nel buio completo la somma dei flussi

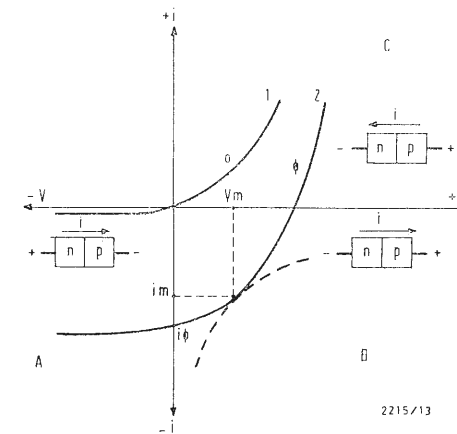



Fig. 3 - Rappresentazione schematica della conversione di energia in una giunzione $n - p$ esternamente corto circuitata.

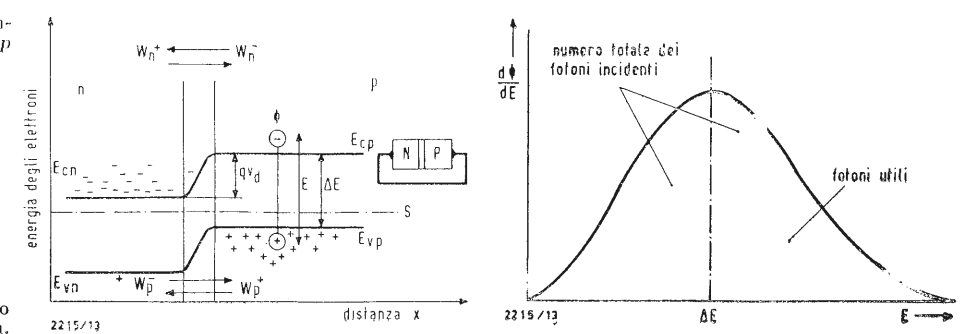



Fig. 4 - Distribuzione dei fotoni di uno spettro luminoso continuo in funzione della loro energia.

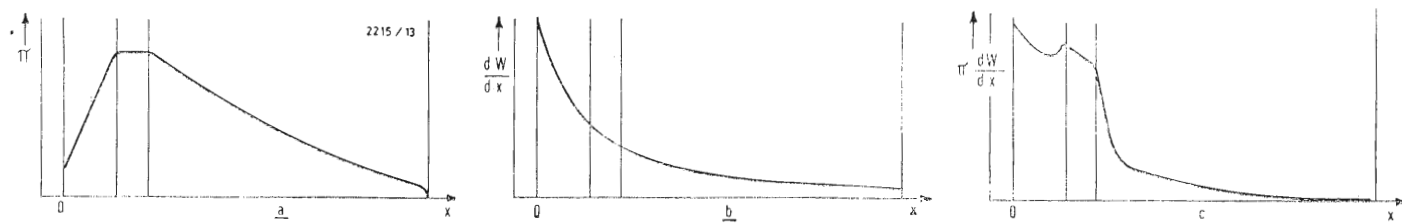



Fig. 5 - *a*) Dipendenza della probabilità π dalla distanza x della giunzione dal punto in cui il portatore di cariche viene liberato - *b*) Dipendenza della probabilità ΔW di un fotone di venire assorbito in uno strato di spessore dx e producente una coppia elettrone-cava, in funzione di x - *c*) Probabilità totale di un fotone, assorbito fra x e $x + dx$ di produrre una carica misurabile.

degli elettroni e dei buchi migranti da una regione all'altra è zero:

$W_n = W_n^+ + W_n^-$

$W_p = W_p^+ + W_p^-$

Ciò significa che la corrente totale scorrente attraverso il conduttore esterno, che fa ponte tra i terminali p ed n, è pure zero.

Se un fotone, la cui energia supera ΔE, successivamente arriva all'ingresso del cristallo, dà luogo ad una coppia elettrone-cava, e i portatori di cariche — elettroni e cave — si diffondono nel cristallo. Quando il portatore minoritario di cariche, un elettrone nel caso illustrato dalla fig. 3, raggiunge il confine dello strato vuoto, viene catturato dal campo elettrico e raggiunge la regione n, dove gli elettroni sono portatori di cariche minoritari; la cava liberata rimane nella regione n poichè è respinta dal campo. Le cariche elettriche di segno opposto si accumulano allora sulle due facce della giunzione, così che la corrente fotovoltaica scorre attraverso il circuito esterno.

4. - RENDIMENTO DELLA CONVERSIONE DI ENERGIA

Il rendimento della conversione di energia delle pile fotovoltaiche è definito come il rapporto dell'energia elettrica fornita dalla pila all'energia luminosa ricevuta. Non tutti i fotoni che raggiungono la pila contribuiscono all'effetto fotoelettrico. In primo luogo, alcuni di essi vengono riflessi dalla superficie esterna della pila. Secondariamente, ogni fotone entrante nella cella, ma avente energia minore di ΔE (v. fig. 3), non ha effetto. Solo quei fotoni, l'energia dei quali eguaglia almeno ΔE, sono capaci di liberare elettroni od hanno una probabilità di contribuire alla generazione della corrente fotovoltaica. Infine, affinchè prenda parte della corrente fotoelettrica, un portatore minoritario di cariche deve prima raggiungere la giunzione senza essersi ricombinato nel suo viaggio verso di essa. La fig. 4 rappresenta la distribuzione dei fotoni di uno spettro luminoso continuo, in funzione della loro energia; solo i fotoni a destra della linea ΔE possono contribuire alla corrente. In questo grafico $d\varphi$ denota il numero dei fotoni (il flusso), dE la larghezza di banda ed E l'energia degli elettroni. Si vede allora che per una data pila fotovoltaica il rendimento di conversione dell'energia è funzione della distribuzione spettrale dei fotoni e dipende dalla lunghezza d'onda della luce incidente. Oltre che dalla composizione della luce e dalla natura del materiale della pila, il rendimento di conversione dell'energia di una pila dipende dalla probabilità π dei portatori di cariche di minorità liberati di raggiungere la giunzione. Per una data cella, il rendimento di conversione di energia è quindi funzione diretta di π. La fig. 5*a* rappresenta graficamente la dipendenza della probabilità π dalla distanza x della giunzione dal punto in cui il portatore di carica viene liberato. La probabilità di un portatore di carica, non ricombinantesi e capace di raggiungere la ginnzione, non solo diminuisce con la distanza x, ma dipende anche dalla presenza del campo elettrico, dalla lunghezza di diffusione, dal tempo di vita dei portatori di cariche nel materiale in esame e infine dalla velocità di ricombinazione dei portatori delle cariche liberi adiacenti.

Se si suppone che la luce sia monocromatica, noti che siano la sua lunghezza d'onda, l'energia E dei suoi fotoni e il coefficiente di assorbimento α del materiale, la probabilità dW di un fotone di essere assorbito in uno strato di spessore dx e di produrre una coppia elettrone-cava è una funzione esponenziale di x. Questa funzione dW/dx è graficamente rappresentata in fig. 5*b*. La probabilità generale o di collezione k di un fotone di contribuire alla generazione di una corrente fotovoltaica è perciò funzione sia di π, sia di dE/dx.

La fig. 5*c* rappresenta la probabilità totale che un fotone assorbito fra x e $x + dx$ produca una carica misurabile; questa probabilità è il prodotto della probabilità dW/dx del fotone di essere assorbito e della probabilità π del portatore di carica prodotto, di raggiungere la giunzione. L'area sottesa dalla curva di fig. 5*c* è una misura della probabilità di raccolta k. Essa rappresenta la probabilità totale che un fotone assorbito in un punto qualsiasi possa contribuire alla generazione di una corrente fotovoltaica.

Ancora, il rendimento di conversione di energia di una pila fotovoltaica viene ulteriormente ridotto dal fatto che l'energia di un fotone assorbito non è convertita integralmente in energia elettrica. È vero che fotoni aventi energia in eccesso di ΔE cedono la loro energia agli elettroni nell'istante in cui vengono assorbiti, ma questi ultimi liberano rapidamente la loro energia $E - \Delta E$ e conservano solo l'energia ΔE propria di una coppia elettrone-cava. La potenza attualmente convertita è perciò sensibilmente più piccola di quella che corrisponde all'energia luminosa ricevuta nel caso di uno spettro continuo. La curva 1 del grafico di fig. 6 rappresenta l'energia luminosa originata dal flusso luminoso che incide sulla pila e la curva 2 l'energia realmente sfruttata. La parte della curva a sinistra del punto ΔE sulle ascisse rappresenta la potenza dei fotoni non assorbiti, l'energia dei quali è insufficiente a liberare elettroni. Da quanto sopra detto e dalla fig. 5 segue che il rendimento di una pila fotovoltaica aumenta quanto più vicina è la giunzione alla superficie illuminata, ciò essendo dovuto al relativo incremento della probabilità totale k di raccolta. Esperimenti hanno dimostrato che le cose stanno proprio così. Ci sono pure altri fattori dai quali dipende il rendimento generale di una cella, come la corrente nell'oscurità, o la corrente di fuga, che devono essere tenute più piccole possibili, e la presenza di resistenze parassite, come la resistenza interna della pila, resistenze di contatto e così via.

Fig. 6 - Energia luminosa incidente sulla pila (curva 1) ed energia realmente utilizzata (curva 2).

In pratica il rendimento di conversione di energia delle pile fotovoltaiche va da circa il 5% al 14% per i tipi migliori.

5. - CARATTERISTICHE

Sebbene le pile fotovoltaiche abbiano una loro propria struttura, il loro comportamento elettrico è simile a quello dei convenzionali diodi al silicio. Ciò è messo in evidenza dalla fig. 2, che rappresenta le caratteristiche diretta e inversa di tali pile. La curva 1, che si riferisce ad una pila nella completa oscurità, è identica a quella di un normale diodo semiconduttore. La curva 2, che è stata tracciata con la pila esposta ad una certa illuminazione costante, è spostata rispetto alla curva 1 e assomiglia a quella di un fotodiodo illuminato. Si vede che la caratteristica 2 nel quadrante C non comincia da zero; ciò si spiega col fatto che l'effetto fotoelettrico genera una tensione ai capi della pila. Viene così eliminata la netta curvatura presentata dalle caratteristiche dei diodi convenzionali. Nel quadrante A la curva 1 presenta la corrente di dispersione (al buio) in funzione della tensione inversa; la curva 2 rappresenta la variazione della corrente quando la cella è illuminata; la cella stessa funziona come un fotodiodo. Nel quadrante B il diodo genera energia; è in questa zona che le pile fotovoltaiche funzionano normalmente. Per un dato valore del flusso luminoso φ, la potenza elettrica VI fornita dalla pila passa attraverso un massimo a ben definiti valori di I e di V, definiti I_m e V_m, o, se si vuole, a un valore ottimo della resistenza di carico $R_{opt} = V_m/I_m$. In pratica le pile fotovoltaiche possono difficilmente funzionare al di fuori del quadrante B, a motivo della loro struttura. Inoltre esse possono pure resistere solo a tensioni inverse basse, per cui non sono adatte per lavorare come fotodiodi. Inoltre richiedono un diodo di protezione in serie per evitare che vengano danneggiate da tensioni inverse eccessive. Una pila fotovoltaica è, per ragioni pratiche, caratterizzata dalle seguenti grandezze:

1) la corrente di corto circuito I_s, cioè la corrente che una cella cortocircuitata può fornire a un dato valore di illuminazione;

2) la tensione a vuoto V_o (senza carico) cioè la d.d.p. misurata ai morsetti della pila non caricata, per dati valori di illuminazione e di temperatura;

3) il valore ottimo della corrente, I_m, cioè la corrente fornita dalla pila al punto ottimo di lavoro, per una resistenza di carico ottimo R_{opt}, nelle condizioni cioè di massima potenza di uscita elettrica;

4) il valore ottimo della tensione, V_m, cioè la tensione al punto ottimo di lavoro, misurato ai capi della resistenza di carico di valore ottimo R_{opt}, cioè in condizioni di massima potenza di uscita elettrica;

5) il rendimento ϱ, cioè il rapporto dell'energia elettrica fornita all'energia luminosa ricevuta; in pratica ϱ si aggira fra il 5% e il 14%;

6) il limite superiore della temperatura di lavoro, che è approssimativamente 100° C.

La fig. 7 rappresenta la famiglia delle curve di tensione in funzione della corrente di una pila fotovoltaica, il parametro essendo la temperatura, per l'illuminazione corrispondente al flusso luminoso di 70 mW per cm². Da queste caratteristiche si possono dedurre il punto ottimo di lavoro e i valori ottimi di V, I ed R. Qui R_{opt} è dell'ordine di 6 Ω.

Le caratteristiche elettriche delle celle fotovoltaiche variano ovviamente con l'illuminazione. Poichè la luce solare al livello del mare è piuttosto incostante a motivo delle variazioni delle condizioni atmosferiche e dell'evaporazione, le misure si fanno in laboratorio, simulando l'energia solare con una lampada al tungsteno di potenza conveniente con una temperatura di calore del fila-

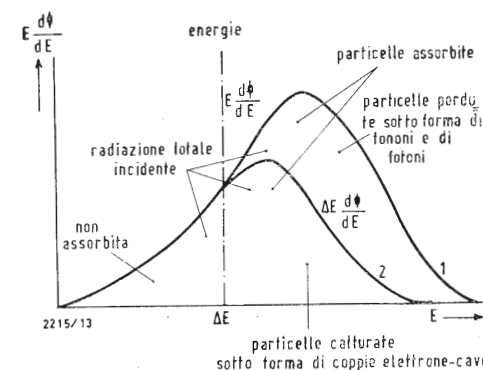
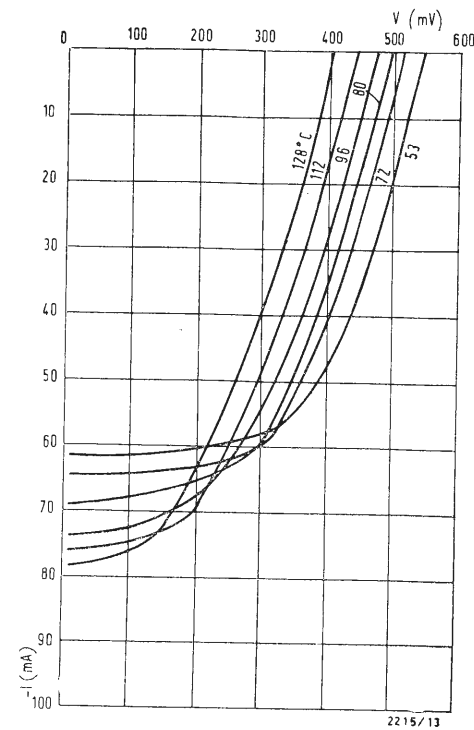



Fig. 7 - Famiglia di caratteristiche di tensione in funzione della corrente di una pila fotovoltaica, assumendo la temperatura come parametro per un'illuminazione corrispondente al flusso luminoso di 70mW per cm².

Fig. 8 - Influenza dell'illuminazione E sulla tensione V_o a vuoto e sulla tensione ottima V_m a carico.

mento di 2850° K, e provvista di un filtro per mezzo del quale si ottiene una distribuzione spettrale simile a quella della luce solare al livello del mare (575° K). L'energia luminosa nel piano di misura può essere dell'ordine di 1 kW/m², corrispondente a $1{,}09 \cdot 10^5$ lux. L'illuminazione sulla cella si varia modificando la sua distanza dalla sorgente luminosa. Le caratteristiche vengono rilevate alla temperatura ambiente di 25° C. Le curve delle figg. 8 e 9 mostrano l'influenza dell'illuminazione sulla tensione e sulla corrente della cella fotovoltaica. Il grafico rappresentato in fig. 8 dice che la tensione dipende, ma poco, dall'illuminazione; infatti, la tensione V_o a vuoto varia solo da 525 mV a 535 mV, quando l'energia luminosa aumenta da 0,3 kW/m² a 1 kW/m², mentre la tensione ottima a carico, V_m, non varia del tutto entro questo intervallo di illuminazioni.

6. - DISTRIBUZIONE SPETTRALE DELLA LUCE SOLARE

La fig. 11 presenta le curve di distribuzione spettrale della luce solare, secondo pubblicazioni di vari ricercatori: la curva a si riferisce alle condizioni prevalenti al di fuori dell'atmosfera, secondo il Vassy;
la curva b si riferisce ai raggi che abbiano attraversato l'atmosfera (radiazione per diffusione e assorbimento in presenza di ozono e di 1 cm³ di acqua condensabile per km di atmosfera), secondo il Vassy;
la curva c si riferisce alle stesse condizioni della curva b, ma secondo il Villena;
la curva d si riferisce ai raggi che abbiano attraversato l'atmosfera ad un angolo zenitale di 60°, secondo il Moon.
Si può constatare che la curva c non presenta le bande di assorbimento del vapor acqueo, che sono normalmente presenti nella regione dell'infrarosso (confronta le curve b e d).

7. - DIPENDENZA DELLE CARATTERISTICHE DALL'ORIENTAZIONE, DALLA TEMPERATURA E DAL TEMPO

Poichè la prestazione di una pila fotovoltaica dipende dalla sua illuminazione, essa riceve il massimo flusso se il suo piano è perpendicolare alla direzione dei raggi luminosi incidenti. Se i raggi luminosi formano un angolo β con la normale al piano delle celle aventi un'area di superficie S, l'area effettiva si riduce a: $S_{eff} = S \cos \beta$. Il grafico mostrato in fig. 7 indica l'influenza della temperatura sulla corrente in funzione delle caratteristiche di tensione della cella per l'energia luminosa di 70 mW per cm². Si vede che la tensione V diminuisce al crescere della temperatura. Poichè V diminuisce con velocità maggiore di quella con cui aumenta I, la potenza elettrica VI fornita diminuisce con la temperatura, diciamo alla velocità di circa — 140 μW/°C.
La temperatura della cella dipende non solo dalla temperatura ambiente, ma viene pure aumentata dai raggi solari. Per mantenere un alto rendimento di conversione di energia, è opportuno dissipare il calore raffreddando le celle. Ciò si può fare montando le celle sopra un raffreddatore provvisto di alette di raffreddamento, in modo che la temperatura della cella viene mantenuta prossima alla temperatura ambiente. È pure possibile immergere le celle in una resina sintetica trasparente, come l'araldite o i poliesteri, che polimerizza a bassa temperatura, senza esercitare sforzi meccanici. La resina agisce non solo come dissipatrice di calore, ma anche come protezione meccanica e come supporto. La fig. 10 mostra due gruppi di curve rappresentanti la stabilità di V_o, I_s e V_m I_m: quelle a sinistra si riferiscono a immagazzinamento di 3000 ore all'aria aperta e quelle a destra a 3000 ore di lavoro in condizioni di carico. Queste curve rivelano che le caratteristiche delle celle sono molto stabili e risentono difficilmente degli effetti agenti.

8. - DISPOSIZIONE DELLE PILE FOTOVOLTAICHE

Analogamente alle pile a secco o ad altre sorgenti di energia, le pile fotovoltaiche possono essere collegate in serie, in parallelo, o in serie-parallelo per costituire una batteria. La fig. 12 mostra alcune possibili disposizioni di pile tipo BPY15. Il terminale positivo è situato al centro della cellula; il terminale negativo ha la forma di un anello concentrico. Le celle possono essere collegate tra loro per mezzo di fili di rame di 0,5 mm di diametro saldati ai terminali appropriati.
Sarebbe vantaggioso ottenere la potenza richiesta collegando tutte le celle in parallelo. Se si interrompesse la connessione di una cella, la perdita di potenza risultante sarebbe limitata a $1/n$, essendo n il numero totale di celle collegate in parallelo. Col collegamento in serie tutte le resistenze del circuito si sommano, il che riduce il rendimento della batteria. Per ragioni pratiche si fa ricorso normalmente alla disposizione serie-parallelo, data la bassa tensione fornita da ciascuna cella. Si collegano in serie tante celle quante ne occorrono per ottenere la tensione desiderata, quindi si connette in parallelo un numero di queste catene di elementi in serie, sufficiente per ricavare la corrente di uscita desiderata.
Di regola le batterie solari si usano per la carica di una batteria tampone, che è una delle più interessanti applicazioni. Si può calcolare il numero delle celle necessarie per mantenere la batteria carica, supposto che sia noto il numero di ore di illuminazione solare, dalla corrente richiesta per mantenere la batteria carica a vuoto e dal debito

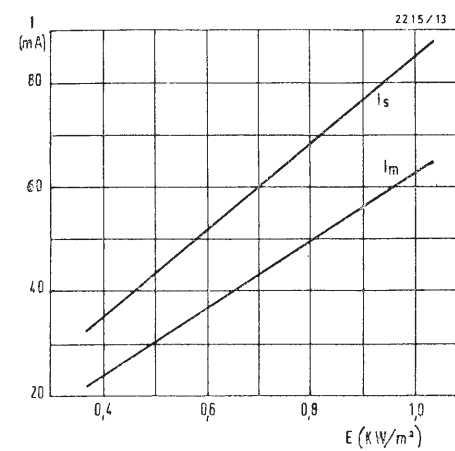



Fig. 9 - Influenza dell'illuminazione E sulla corrente I_s di corto circuito e sulla corrente ottima I_m a carico.

di corrente a carico, mediato entro un lungo intervallo di tempo. In molti paesi sono pubblicate mappe dalle quali si può ricavare l'informazione relativa alle ore di sole, per una data posizione. Per determinare la disposizione più vantaggiosa delle celle, se è nota l'illuminazione E alla posizione considerata, si calcola dapprima la potenza necessaria istantanea P, dividendo la potenza media da fornire per il numero di ore di splendore del sole durante il periodo in questione. Ora $P = UI$, in cui $I = f(V, \varphi)$ data dalle caratteristiche della pila. Il punto importante di questa curva caratteristica è quello per il quale il prodotto UI passa per un massimo, per una data illuminazione; è il punto $p = u\,i$. In queste condizioni il numero di celle necessarie per una batteria solare di potenza P è ovviamente: $n = P/p$.
Ponendo:

$U = ux$; $\quad I = iy$; $\quad n = xy$

dove x denota il numero di celle da connettere in serie ed y il numero di celle da connettere in parallelo, facciamo un esempio pratico.
Sia 800 W/m² l'energia solare E e sia 0,5 W la potenza istantanea richiesta P. Dalle caratteristiche della BPY15, per $E = 800$ W/m², si trova $i = 48$ mA e $u = 350$ mV, perciò $p = 16{,}8$ mW. Questo dà $n = 500/16{,}8 \cong 30$. Ciò significa che per $x = 5$, y deve essere 6 e che per $x = 10$, y deve essere 3 e viceversa. I valori di U e di I, che si possono così ricavare sono qui sotto riassunti:

U [V]	I [mA]
5 × 0,35 = 1,75	6 × 48 = 288
10 × 0,35 = 3,50	3 × 48 = 144
6 × 0,35 = 2,10	5 × 48 = 240
3 × 0,35 = 1,05	10 × 48 = 480

Per ottenere la potenza $P = 0{,}5$ W, si può scegliere fra quattro possibilità, fornendo una tensione U di 1,75 V, 3,50 V, 2,10 V o 1,05 V con una corrente I di 288 mA, 144 mA, 240 mA o 480 mA, rispettivamente.
Le superfici delle celle, che sono esposte alla luce, devono ovviamente giacere in uno stesso piano, o almeno in piani paralleli.
Nell'esempio dato sopra, è specificata solo la potenza richiesta, che lascia ampie possibilità di scelta per il tipo di connessione. In molti casi la scelta è più ristretta, perchè è pure specificata la tensione, fissando così il numero di celle, che devono essere connesse in serie. Il numero di catene da collegare

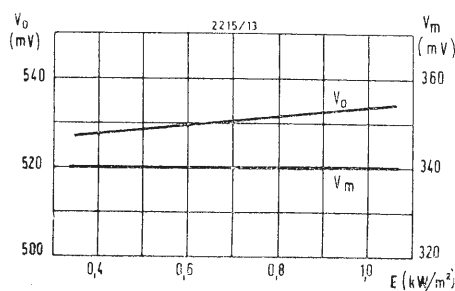
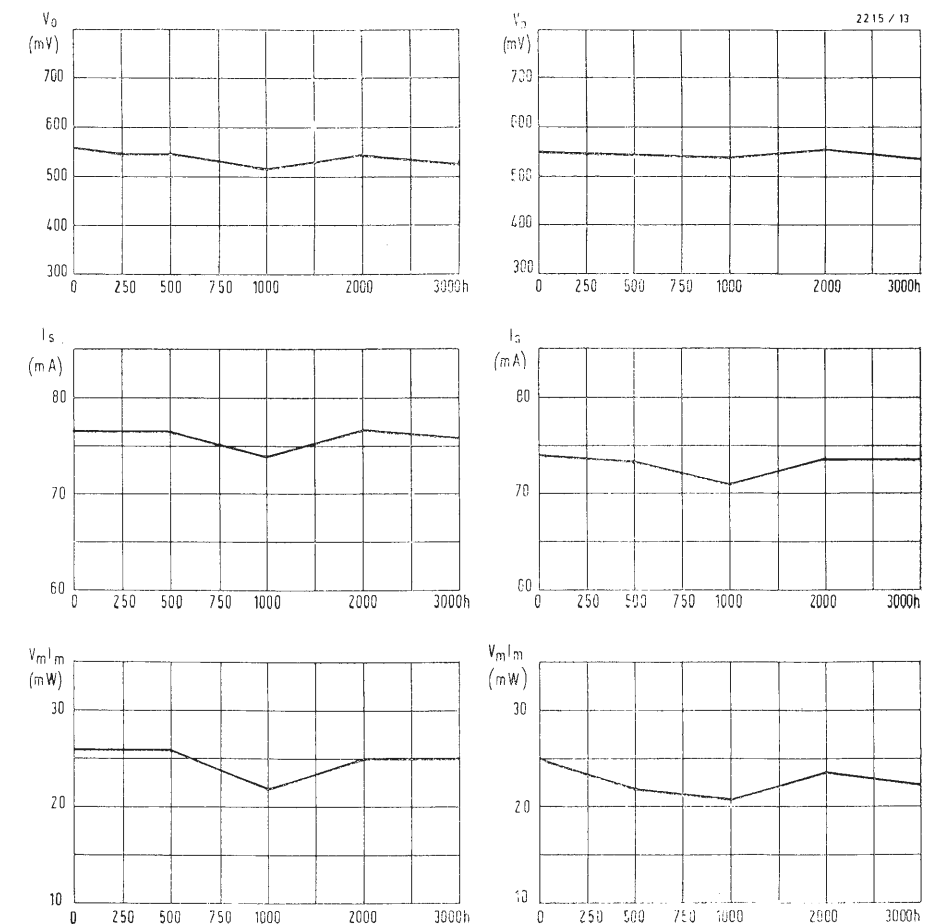



Fig. 10 - Variazioni caratteristiche di V_o, I_s e di V_m, I_m col tempo. I grafici a sinistra si riferiscono a pile tenute per 3000 ore all'aria aperta, quelli a destra a pile funzionanti a carico.

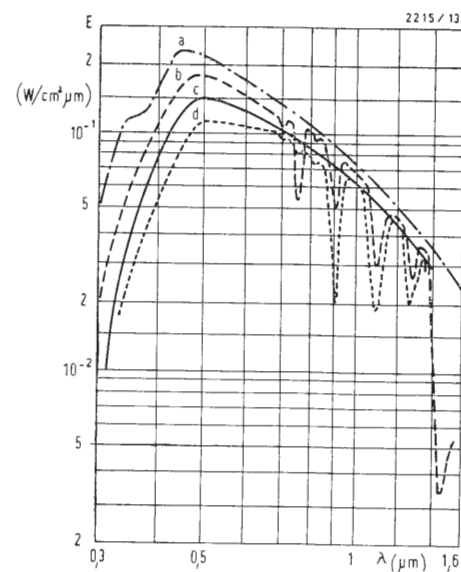



Fig. 11 - Distribuzione spettrale della luce solare, secondo le pubblicazioni di vari ricercatori.

in parallelo è allora determinato dalla potenza richiesta e dalle condizioni locali riguardo al numero di ore di illuminazione solare che ci si può aspettare.

Se si richiede un'alta tensione, è possibile evitare la necessità di collegare un grande numero di celle in serie usando un convertitore di tensione, che può essere equipaggiato con transistori. Può anche essere utile collegare tutte le celle in parallelo e impiegare un convertitore di tensione fornito di un diodo tunnel, che può essere usato a tensioni molto basse.

9. - APPLICAZIONI DELLE BATTERIE SOLARI

La più interessante applicazione delle batterie solari è di fornire l'alimentazione agli apparati elettrici di piccola potenza in posti lontani da una rete di alimentazione. Considerando il prezzo di impianto per km di linea elettrica, una distanza non tanto piccola giustifica l'installazione di una batteria solare per fornire piccole potenze.

Generalmente parlando, un apparato alimentato da accumulatori o da pile a secco, può vantaggiosamente essere alimentato da una batteria solare, specialmente se alcuni fattori come inaccessibilità, pericolo o intemperie possono presentare gravi problemi, quando si deve operare la ricarica degli accumulatori o la sostituzione delle pile a secco. Questo è il caso comune dei trasmettitori in zone montane, trasmettitori relé, ripetitori e così via collocati a grandi altezze o in punti remoti, come i radiofari marini.

Le batterie solari possono anche dimostrarsi utili per fornire corrente a impianti a funzionamento intermittente o a installazioni di supervisione, che consumino però poca potenza. Esempi tipici sono: sistemi di segnalazione, impianti di allarme, indicatori di livello, controlli di eccesso di flusso, allarme d'incendio e così via. In tali installazioni una piccola batteria solare sarà sufficiente per compensare le piccole perdite nella batteria di riserva che deve fornire corrente solo in caso di emergenza.

Per trasmettitori di emergenza in regioni alpestri, radiofari di mare e trasmettitori relé, le batterie solari, che caricano gli accumulatori tampone, possono offrire la soluzione di un difficile problema. Questi dispositivi devono essere capaci di funzionare in qualsiasi momento e un loro guasto può avere gravissime conseguenze. La ricarica di accumulatori, o la sostituzione di pile a secco è spesso un'operazione noiosa e costosa, che può richiedere l'istituzione e l'attrezzatura di una squadra, l'invio di un battello al mare, o l'assistenza di un elicottero. Anche se queste misure sono disponibili, il cattivo tempo può rendere impossibile il rinnovo delle batterie. Il funzionamento dell'impianto può allora cessare proprio in quegli istanti nei quali esso è necessario. Inoltre il distaccamento di una squadra di manutenzione è difficilmente giustificato nel caso di apparati a transistori. Le batterie solari possono dimostrarsi utili anche per scopi non «professionali», quando si desideri alimentare un apparecchio elettrico in località dove non siano disponibili reti di alimentazione e dove una batteria solare relativamente piccola sia sufficiente per uso sporadico. Come esempi si indicano:

— mantenimento della batteria di riserva di torce d'emergenza per auto; tali lampade vengono usate solo raramente, e se si usano batterie a secco, queste si deteriorano e quando occorrono non funzionano;

— alimentazione di radioricevitori a transistori; in questo caso la pila solare può caricare un accumulatore, o depolarizzare gli elementi di una batteria a secco, prolungando così notevolmente la loro vita utile, se sono del tipo sigillato;

— interrompere e riaccendere automaticamente la luce in installazioni come radiofari al crepuscolo;

— mantenere efficienti gli accumulatori di orologi elettrici; la batteria solare viene montata sul quadrante; il prelievo di corrente molto piccolo può facilmente essere offerto da una batteria solare.

Se si usa una batteria solare per caricare accumulatori, bisogna connettere un diodo semiconduttore nel circuito di carica per evitare che l'accumulatore venga scaricato attraverso le celle fotovoltaiche nel caso che la tensione inversa divenga troppo grande.

Concludendo, si può affermare che le batterie solari sono dispositivi di grande adattabilità che non richiedono alcuna manutenzione. A motivo della loro insensibilità alle variazioni climatiche e alle condizioni atmosferiche, esse sono particolarmente adatte per alimentare la corrente richiesta da apparati installati in posti difficilmente accessibili e dove non c'è una rete di distribuzione dell'energia elettrica. Con certe condizioni economiche le batterie solari offrono la soluzione più vantaggiosa e sicura per la fornitura di una data potenza di uscita. *A.*

Fig. 12 - Diverse possibili disposizioni di celle fotovoltaiche.

BIBLIOGRAFIA

G. MARET e Y. SALES, *Caratteristiche delle batterie solari al silicio*, rapporto non pubblicato, La Radiotechnique, Caen, Francia.

F. DESVIGNES, *Studi fisici e teorici del funzionamento di batterie solari fotovoltaiche. Colloquio internazionale sui semiconduttori*. Vol. I, p. 571-614, Chiron, Parigi, 1961.

G. BEANZÉE, *Confronto fra le proprietà teoriche e sperimentali delle batterie solari al silicio*, Vol. I, p. 615-634, Chiron, Parigi, 1961.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Condor City 19" e City 23"

2229-11

Fig. 1

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I televisori CONDOR della serie CITY 19" e CITY 23" presentano le caratteristiche generali che vi riportiamo.

Sintonizzatore VHF adatto per lo standard italiano a 9 canali, più quattro di riserva. Sensibilità inferiore a 80 microvolt. Sintonizzatore UHF a transistori adatto per la ricezione della banda IV e V. Sensibilità inferiore a 100 microvolt. Entrata asimmetrica VHF e UHF a 75Ω. Suono con circuito di controreazione con altoparlante a larga banda acustica, con una potenza dell'ordine dei 2 W.

Equalizzatore di programma con regolazione della sensibilità tanto in VHF quanto in UHF. Controllo automatico di sensibilità. Base dei tempi di quadro a blocking di potenza. Base dei tempi di modulazione a multivibratore. Soppressione automatica dei ritorni verticali ed orizzontali.

Alimentazione a 220 V 50 Hz. Assorbimento di rete circa 100 W.

2. - VALVOLE, DIODI E TRANSISTORI

Valvole: 1-PC900, amplificatrice a radio frequenza (neutralizz.); 1-PCF801, oscillatrice-mescolatrice che funge da amplificatrice di media frequenza durante la ricezione del secondo programma; 1-EF80, amplificatrice di media frequenza; 1-EF184, amplificatrice del video; 1-EF80, amplificatrice di media frequenza audio; 1-PCL84, prefinale e finale di potenza del suono; 1-PCC85, doppia separatrice dei sincronismi; 1-ECC82, oscillatrice orizzontale, multivibratore; 1-PL84, oscillatrice e finale verticale; 1-PL500, finale orizzontale; 1-PY81, ricuperatrice e damper; 1-DY87, raddrizzatrice EAT.

Diodi: 1-SSI1/2, raddrizzatore dell'alimentazione generale; 1-SFD104, rivelatore del video; 2-1N542, rivelatore del suono; 2-SFD108, comparatore di fase.

Transistori: 1-AF139, amplificatore UHF; 1-GM0290 (IW8376), oscillatore miscelatore UHF; 1-AF121, amplificatore di media frequenza video.

Tubo catodico: 1-A47-11W, 110° 19" nel modello CITY 19"; 1-A59-11W, 110° 23" oppure A59-12W/2, 110° 23" nel modello CITY 23".

Naturalmente, secondo una prassi universalmente accettata, la casa costruttrice si riserva il diritto, ferme restando le caratteristiche essenziali dei modelli descritti, di variare, senza impegno di darne comunicazione e di aggiornare tempestivamente queste note, le suddette caratteristiche.

3. - NORME PER LA TARATURA DELLA MEDIA FREQUENZA VIDEO

Strumenti necessari:

Un generatore panoramico con frequenza centrale di 43 MHz ed uno spazzolamento di ± 5 MHz munito di marcatore.

Un oscilloscopio adatto alla riproduzione delle normali curve di media frequenza video.

Una pila che consenta di ottenere una tensione negativa regolabile di — 2 V.

Predisposizione degli strumenti per la taratura (fig. 1).

Il polo negativo della pila deve essere collegato al punto di giunzione dei componenti C_{30}, R_{40}, R_{80} per una tensione regolata di — 2 V. Il positivo va messo a massa.

Il terminale dell'oscilloscopio deve essere collegato al punto di controllo TP-RIVEL. sul circuito stampato 4024.

Portare il commutatore dei programmi nella posizione di ricezione UHF ed il selettore dei canali VHF sul canale *G*. Regolare la sensibilità UHF per la massima sensibilità.

Staccare il cavo che collega i gruppi VHF e UHF dal gruppo VHF.

Durante le operazioni di allineamento è necessario evitare che si manifestino dei fenomeni di sovraccarico. In linea di massima è consigliabile non superare 1,5 V_{pp} di uscita rilevata. *Taratura*

IV Media frequenza: Collegare il generatore alla base del transistore AF121 e caricare il circuito di placca della valvola EF80 con una resistenza da 330 Ω. Girare il nucleo della IV media frequenza in modo da ottenere la curva di risposta come indicato in fig. 2.

III e IV Media frequenza: Staccare la resistenza di carico sulla placca della EF80.

Fig. 2-3

Fig. 4-5

Fig. 6

Portare il cavo di uscita del generatore sulla griglia della EF80, piedino 2, regolando il generatore stesso in modo da avere un'uscita adatta.

Agire sul nucleo della III media frequenza in modo da ottenere sullo schermo dell'oscilloscopio la curva di fig. 3.

Risposta totale di media frequenza video UHF

Collegare il cavo d'uscita del generatore al punto di controllo *TP* del gruppo VHF agendo in modo da ottenere una uscita adatta.

Girare il nucleo della trappola suono a 40,25 MHz, che si trova nella parte superiore dello schermo, assicurandosi che il nucleo possa effettuare la taratura dall'esterno. Girare sia il nucleo della II media frequenza, che si trova nella parte inferiore dello schermo, sia il nucleo della media frequenza posta sul gruppo VHF assicurandosi che i nuclei consentano di eseguire la taratura dall'esterno. (fig. 4).

Media frequenza video UHF:

Collegare il cavo d'uscita del generatore, avendo cura di mettere in serie al medesimo una resistenza da 2.200 Ω e un condensatore da 4,7 pF in serie al *TP* del gruppo UHF. Ricollegare fra loro il gruppo UHF e VHF mediante l'apposito cavo regolando il generatore per un'uscita adatta.

Regolare il nucleo *MF*-UHF ed il nucleo *MF II* sul gruppo VHF in modo da ottenere la massima uscita. La curva di risposta sarà uguale a quella di media frequenza video VHF (fig. 4).

4. - TARATURA DEL FILTRO DI BANDA D'INGRESSO MEDIA FREQUENZA VHF

(Gruppo accoppiato con cavo coassiale alla II media frequenza del circuito stampato 4024).

Spostare il cavo d'uscita del generatore al punto di controllo *TP* del gruppo VHF regolando il generatore in modo da ottenere l'uscita più opportuna.

Caricare mediante una resistenza da 330 Ω la II, la III e la IV media frequenza. Girando il nucleo della media frequenza posta sul gruppo VHF si dovrà ottenere una curva di risposta simile a quella segnata in fig. 5.

Togliere la resistenza da 330 Ω sulla II media frequenza. Girando il nucleo della II media frequenza senza ritoccare la media frequenza del gruppo VHF si dovrà ottenere una curva di risposta come indicato in fig. 6.

Istruzioni per utilizzare il cambio automatico I-II programma dei televisori serie CITY installati in impianti centralizzati dove il II programma) convertito nella bande VHF *del I programma.* (fig. 8).

Nel caso si presenti la necessità di usare il cambio automatico in impianti centralizzati nei quali il II programma è ricevuto tramite conversione nei canali VHF, è necessario sostituire il gruppo UHF con il gruppo convertitore costruito appositamente per tale scopo (*Naturalmente la ricezione è sempre possibile commutando per il canale di conversione nel caso in cui non si desideri il cambio automatico*).

In questa evenienza occorre procedere nel seguente modo:

a) Dissaldare e staccare tutti i conduttori che sono ancorati sul gruppo UHF e precisamente il conduttore rosso relativo all'alimentazione anodica, il cavo coassiale LINK (tanto l'anima quanto la calza) ed il condensatore C_5. Dissaldare pure il conduttore rosso dell'anodica alla basetta sul telaio, dove è pure ancorata la resistenza R_5 da 10.000 Ω e saldarlo all'altro capo della resistenza. Togliere la resistenza R_5 da 10.000 Ω e la resistenza R_{10} da 15.000 Ω.

b) Svitare i due dadi che fissano al telaio il gruppo UHF ed asportare lo stesso.

c) Prendere il gruppo convertitore e montarlo sul televisore fissando la staffa di supporto al telaio mediante le due viti autofilettanti che sono date in dotazione del gruppo stesso, negli appositi fori di fissaggio del gruppo UHF precedentemente asportato.

Fissare poi la squadretta d'irrigidimento al mobile tramite la vite mordente in dotazione.

d) Saldare i fili come è indicato in fig. 9 e cioè: il conduttore rosso relativo all'anodica (187 V) al punto 1; per quanto concerne i filamenti occorre staccare il conduttore viola dal terminale 15 del circuito stampato 4025 e collegarlo al punto 4 del gruppo convertitore e collegare il punto 5 al terminale 15 dello stesso circuito stampato.

Per quanto concerne il LINK collegare l'anima del cavo coassiale al punto 6 e la calza al punto 7 (linguetta di massa).

Aggiungere il condensatore da 0,1 μF in dotazione, ai punti 2 e 7;

5. - OPERAZIONI PER LA MESSA A PUNTO DEL GRUPPO CONVERTITORE DI CUI SOPRA

1°) Accendere l'apparecchio collegando la presa di antenna del gruppo convertitore all'impianto centralizzato come da fig. 11.

Agire sul comando di sintonia e sul nucleo della media frequenza posto sul gruppo e visibile in fig. 9 in modo da ottenere la migliore immagine possibile.

2°) Generalmente questa operazione di messa a punto è sufficiente per ottenere ottimi risultati però è consigliabile, qualora sia possibile, eseguire la messa a punto mediante un'attrezzatura adeguata costituita da un generatore e da un oscilloscopio, procedendo nel seguente modo:

3°) Svitare e togliere il cappuccio che ricopre la valvola PC86 ed infilare sulla valvola stessa una fascetta metallica munita di un gancio di ancoraggio.

Nell'eseguire tale operazione occorre fare attenzione che la suddetta fascetta non tocchi il supporto filettato del cappuccio-massa.

4°) Collegare alla fascetta il puntale di un generatore a 45 MHz.

5°) Collegare il puntale dell'oscilloscopio al punto di controllo TP del circuito stampato 4024 e premere il pulsante di comando per il secondo programma.

6°) Agire mediante un cacciavite di taratura sul nucleo della media frequenza del gruppo convertitore (fig. 9) e contemporaneamente sul nucleo della bobina di adattamento MF2 situata nel gruppo VHF (visibile nello schema elettrico riportatato nella rubrica archivio schemi in questo stesso numero).

Operare in questo senso fino ad ottenere la curva di fig. 10. Terminate le operazioni di messa a punto il televisore verrà usato nel modo normale cioè agendo sui pulsanti per il cambio del programma anzichè sul commutatore come sarebbe necessario qualora non si facesse uso del gruppo convertitore.

È bene tenere presente che il gruppo

Fig. 7

Fig. 8

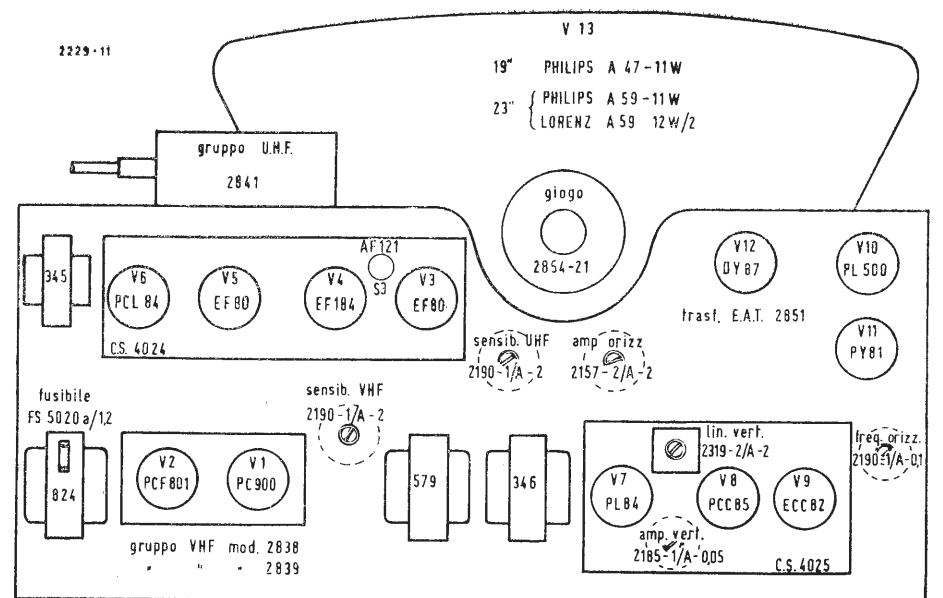
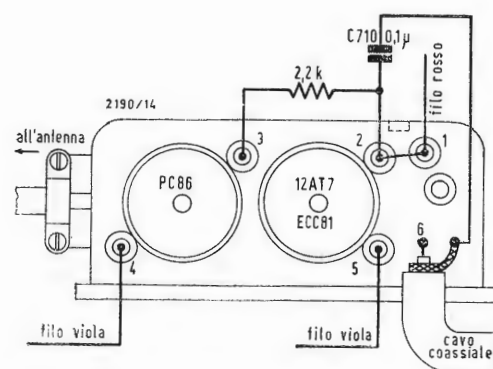
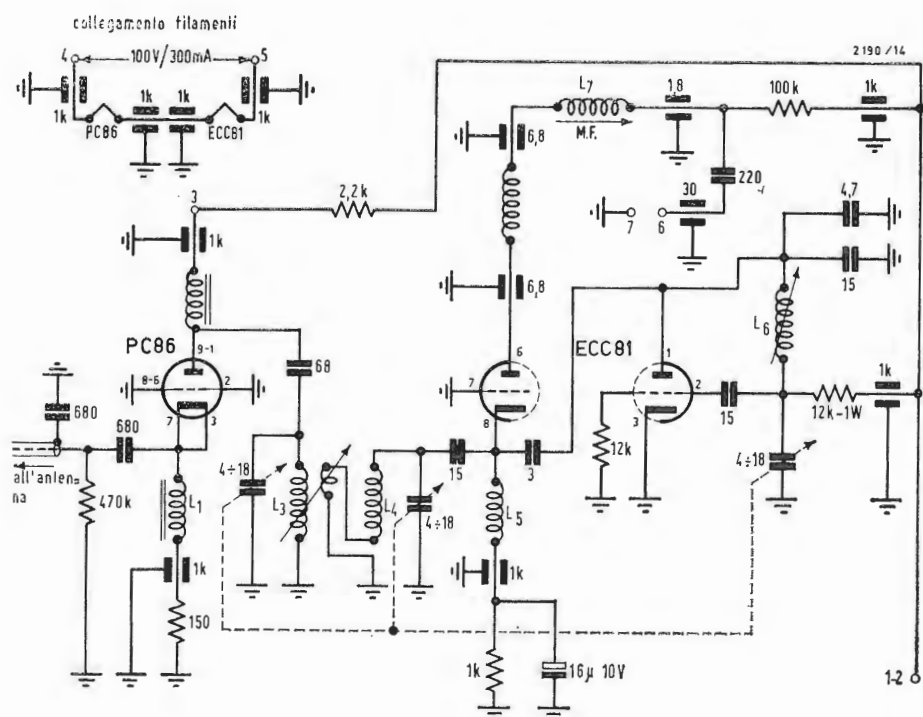
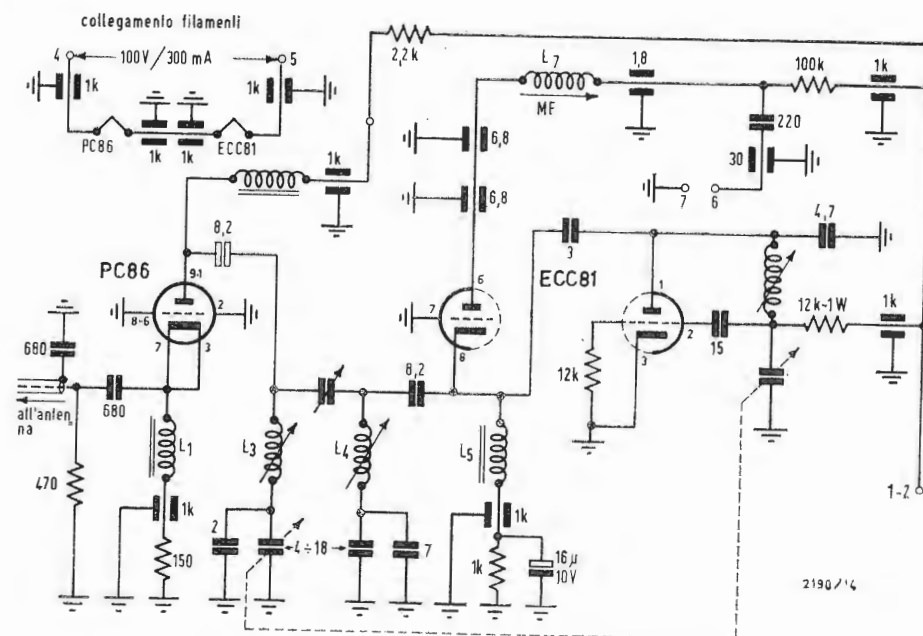



Fig. 9

CONDOR modello 2764-10B1 copre in modo continuo la gamma dei canali *A*, *B*, *C*, mentre il modello 2764-10/B3 copre in modo continuo le gamme *D*, *E*, *F* e *G*.

6. - APPENDICE - EFFETTO NEVE IN UN TELEVISORE DI NUOVA INSTALLAZIONE

Qualora in un televisore di nuova installazione si manifesti l'effetto neve occorre procedere nel seguente modo:
a) Controllare che l'antenna ricevente sia adatta per il canale che si riceve, specialmente nel caso in cui la distanza dal trasmettitore televisivo sia sensibile.
b) Qualora l'antenna sia stata impiantata in una località nella quale il campo elettromagnetico della emittente televisiva è debole è indispensabile ricercare il punto di massima intensità del segnale, possibilmente tramite l'impiego di una misura campo, e spostare in tale zona l'antenna stessa.
c) Se il televisore si trova in una zona di ricezione marginale, nella quale il segnale in arrivo è piuttosto debole e l'antenna, di tipo normale, pur essendo collocata in un punto di massima intensità di campo non è in condizioni

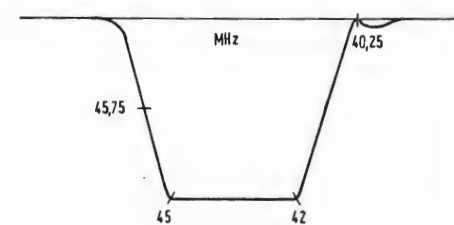
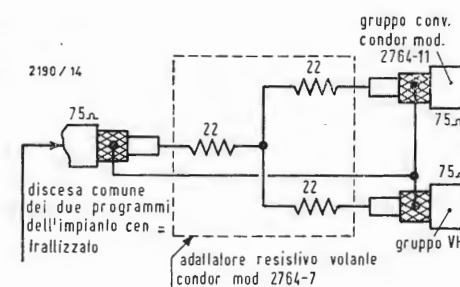
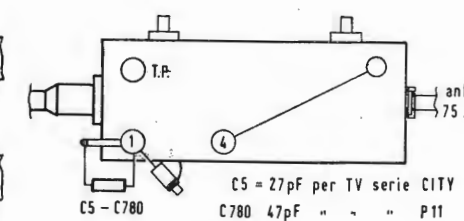



Fig. 10 Fig. 11 Fig. 12

di fornire un segnale sufficiente per un buon funzionamento del televisore, occorre sostituire l'antenna con altra del tipo ad elevato guadagno. Ne esistono modelli fino a 26 elementi per i canali UHF, particolarmente studiate per la ricezione in zone marginali.
Tale antenna dovrà essere collocata nel punto più elevato rispetto alla base, e possibilmente anche nei confronti degli edifici circostanti.
Effettuata l'installazione è opportuno controllare accuratamente che l'antenna sia diretta in modo perfetto verso il trasmettitore.
Infatti è necessario ricordare che nelle antenne ad elevato guadagno, piccoli errori di orientamento influiscono notevolmente sulla qualità dell'immagine e dell'audio.
d) Controllare accuratamente tutto l'impianto di antenna e di discesa accertandosi che i vari adattamenti (antenna - linea di alimentazione, linea - televisore) siano stati eseguiti in modo ortodosso, specialmente quando si faccia uso di due antenne, una per la VHF l'altra per la UHF, collegate ad un'unica discesa. Controllare che la calza metallica del cavo coassiale faccia dei contatti sicuri con le relative prese di ancoraggio o che non sia interrotta. Lo stesso accorgimento dovrà essere osservato nei confronti del conduttore centrale del cavo, o, qualora si sia adottato un impianto con piattina, dei due conduttori che lo compongono.
Nei casi difficili si può ricorrere all'uso di un amplificatore di antenna dei quali esistono in commercio numerosi modelli adatti per tutti i canali, compresi quelli UHF.

A.

Il 1966 ha definitivamente confermato il grande successo in America dei modelli di TV portatili e da tavolo Westinghouse a schermo nero. Questo schermo « black screen », appositamente studiato nei laboratori della Westinghouse, mantiene all'immagine tutta la gamma dei toni grigi così come li ha visti la telecamera, consentendo una visione morbida e riposante e contemporaneamente la massima definizione e la miglior brillantezza.
Nella foto accanto uno dei tanti modelli brevettati Westinghouse che è stato classificato, per l'originalità della linea, il più bel televisore americano per il 1966.

(a cura del dott. ing. A. Contoni)

Preamplificatore con amplificatore da 25 W ad alta fedeltà*

Iniziamo la pubblicazione degli schemi e delle caratteristiche di amplificatori e preamplificatori completamente a transistori, appartenenti alla classe alta fedeltà, disponibili sul mercato. Fino a non molto tempo fa i transistori sostituivano i tubi elettronici nelle applicazioni non di potenza. Specialmente nel campo dell'alta fedeltà, l'introduzione dei transistori negli stadi di uscita audio di alcune decine di watt, è stata particolarmente lenta e faticosa. Ora la situazione è modificata, anche se tutti i problemi relativi non sono stati completamente risolti, e l'amplificatore audio di potenza Hi-Fi è una realtà.

Si descrivono le caratteristiche di un preamplificatore e di un amplificatore di potenza a bassa distorsione armonica. La potenza in uscita di 25 W è ottenuta su un carico di 7 Ω. La banda passante dell'amplificatore finale, a — 0,5 dB, va da 10 a 50.000 Hz.

1. - PREAMPLIFICATORE

Due transistori AC125 accoppiati in corrente continua e fortemente controreazionati costituiscono l'uscita del preamplificatore. Fra questi e lo stadio precedente (AC125) sono disposte le reti dei controlli di tono. La realizzazione di questi con comando a scatti è particolare. Questa esecuzione offre il vantaggio di ottenere un'esatta linearità del preamplificatore con i commutatori posti in posizione centrale. L'esaltazione e l'attenuazione delle frequenze rispettivamente basse ed alte è di circa 2 dB per scatto; è quindi evidente, osservando il circuito, che date le basse impedenze in gioco non sarebbe possibile ottenere gli stessi risultati impiegando comuni potenziometri.

(*) Ricavato da « Bollettino tecnico d'informazione » n. 42 Philips, pag. 21÷25.

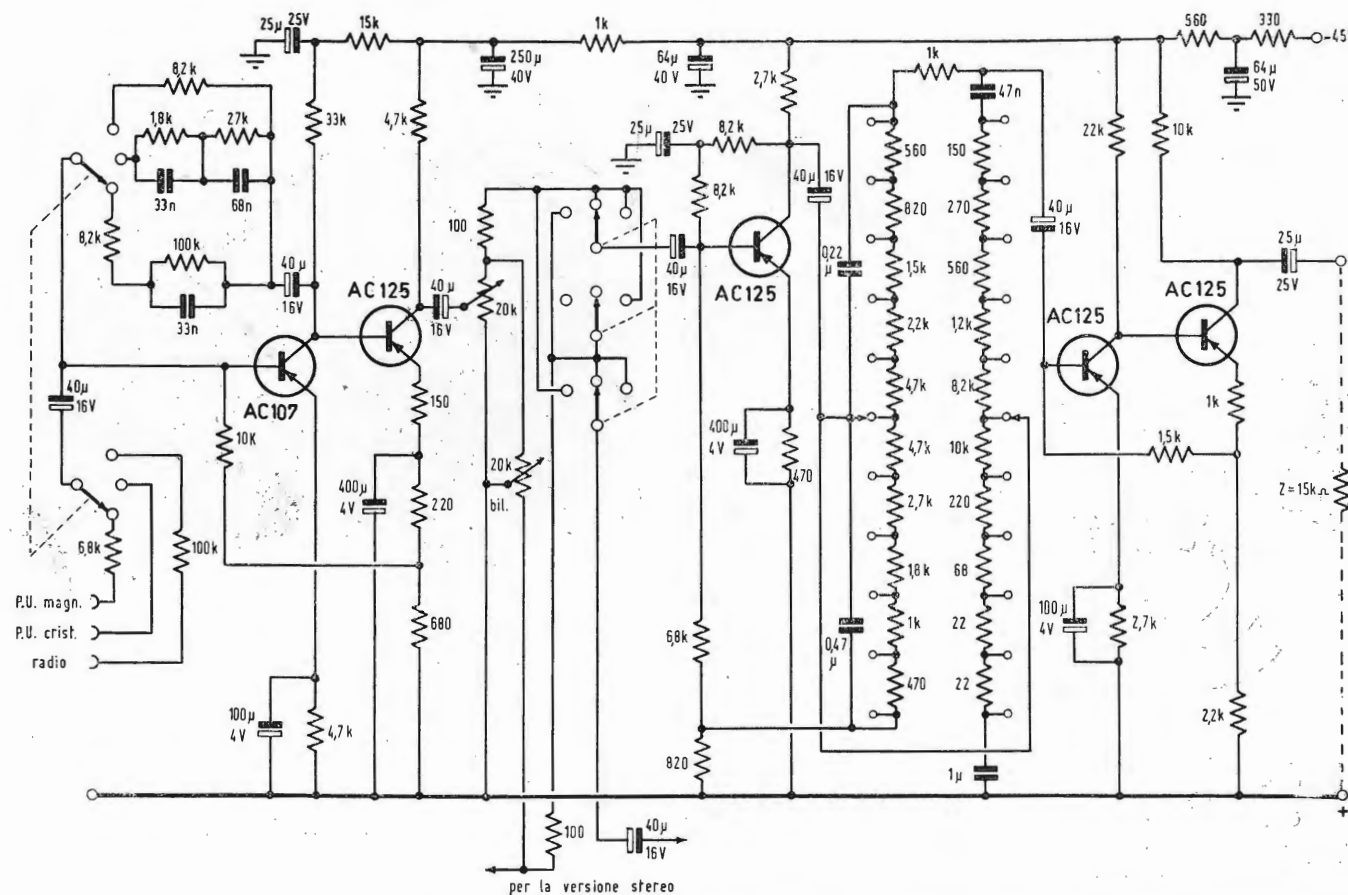



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore da accoppiare con l'amplificatore di potenza da 25 W.

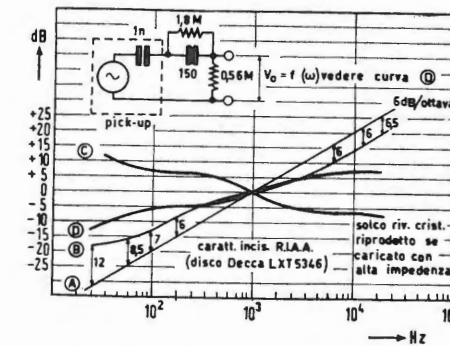



Fig. 4 - Curve di equalizzazione (vedi testo).

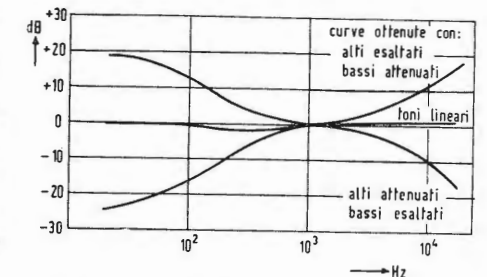



Fig. 5 - Curve di attenuazione e di esaltazione dei toni bassi e alti.

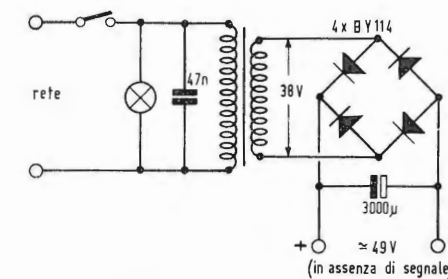



Fig. 2 - Schema elettrico dell'alimentatore per l'amplificatore di potenza da 25 W.

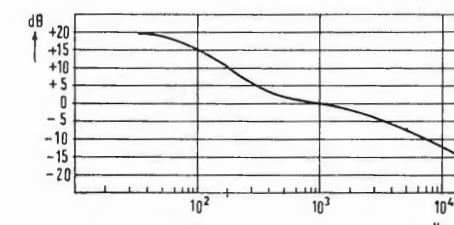



Fig. 3 - Curva di compensazione della caratteristica RIAA.

Realizzazione sperimentale del preamplificatore.

Altri due stadi, equipaggiati con un AC125 ed un AC107 accoppiati in corrente continua, completano il preamplificatore. Sul primo transistore tre diverse reti RC disposte tra collettore e base introducono una reazione negativa mediante la quale si compensa la caratteristica di incisione dei dischi (ingresso con rivelatore magnetico o a cristallo) e si attenua linearmente il guadagno (ingresso radio).

1.1. - Compensazione per fonorivelatori magnetici.

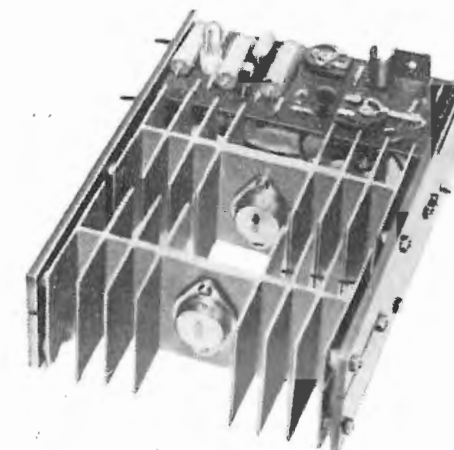
La caratteristica di incisione oggi comunemente usata dai costruttori di dischi è la RIAA. Per i rivelatori magnetici, nei quali la tensione d'uscita è proporzionale alla velocità di variazione del flusso magnetico, la caratteristica di riproduzione risulterà uguale alle caratteristiche d'incisione. Occorre quindi compensare questa caratteristica con una curva complementare della RIAA sopramenzionata (fig. 3). Allo scopo di ottenere un miglior rapporto segnale/disturbo è stata compensata, mediante controreazione selettiva, la sola parte delle frequenze basse. L'attenuazione delle frequenze alte viene affidata all'induttanza del rivelatore stesso, in serie alla quale viene posta una resistenza R_1 il cui valore, in funzione dell'induttanza, deve essere variato come indica la tabella seguente:

L	200	300	400	500	600	700	mH
R_1	2,7	4,7	5,6	6,8	8,8	10	kΩ

1.2. - Compensazione per fonorivelatori a cristallo.

Per questo tipo di rivelatore la compensazione è alquanto diversa; infatti, essendo la tensione d'uscita, a circuito aperto, proporzionale allo spostamento della puntina nel solco, la riproduzione seguirà l'andamento dell'ampiezza di quest'ultimo.

Incidendo con testina magnetica, detta ampiezza sarebbe costante se la tensione di eccitazione fosse proporzionale alla frequenza (6 dB/ottava) (1). Il suo andamento in funzione della frequenza è pertanto rappresentato da una curva che risulta dalla differenza tra l'incisione RIAA e la retta sopra menzionata (v. fig. 4 curva $C=B—A$). Se si tiene presente che l'impedenza interna del genratoree è puramente capacitiva (500 ÷ 1000 pF), si giustifica facilmente la tecnica correntemente usata negli amplificatori di media qualità e cioè quella di disporre un carico di alcune centinaia di kΩ sul rivelatore a cristallo per compensare l'andamento della curva C sopra menzionata (almeno entro un campo sufficientemente largo di frequenze). Una soluzione più corretta, specialmente nei preamplificatori a valvole, potrebbe essere ottenuta adottando come carico una rete mista (*R-C*) opportunamente dimensionata (v. curva *D* della fig. 4 e relativo circuito).

Con i transistori dove le impedenze sono molto basse, è conveniente entrare direttamente sulla base in modo da ottenere, con l'impedenza capacitiva presentata dal rivelatore, una corrente d'entrata crescente proporzionalmente alla frequenza (6 dB/ottava). In queste condizioni, se l'incisione venisse fatta a velocità costante e cioè con l'ampiezza del solco inversamente proporzionale alla frequenza, non sarebbe più necessaria alcuna compensazione. In pratica si dovrà pertanto equalizzare secondo una curva che si scosta dall'andamento lineare di quanto, in senso opposto, l'incisione RIAA si allontana dall'incisione a velocità costante. Pertanto, col carico a bassa impedenza, il rivelatore a cristallo deve essere compensato secondo la RIAA, analoga-

(1) Vedi appendice.

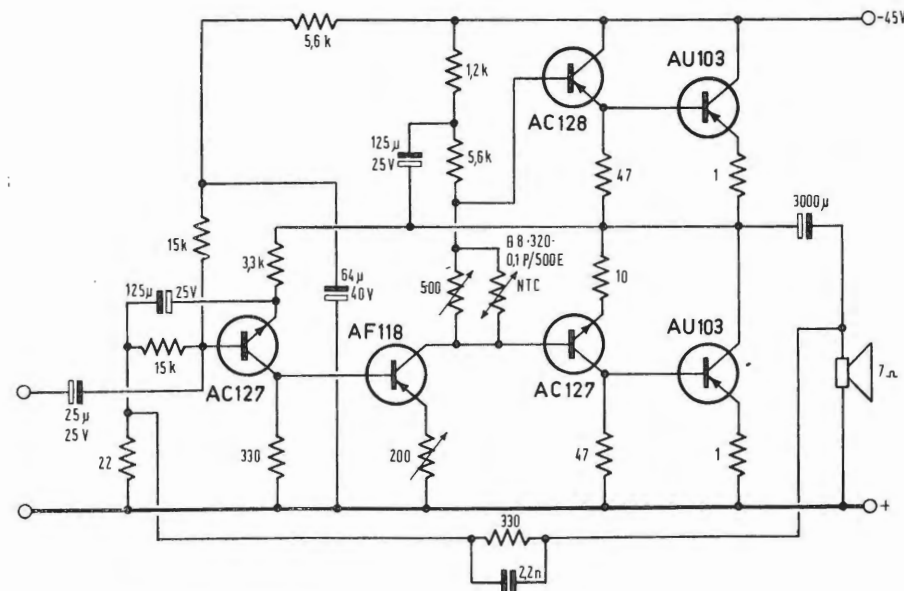



Fig. 6 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza da 25 W.

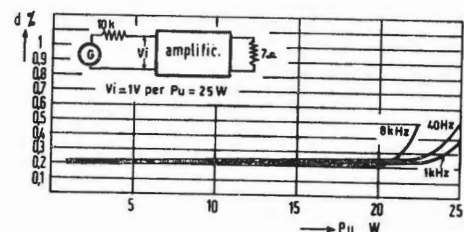



Fig. 7 - Curve di distorsione dell'amplificatore finale.

Fig. 8 - Curva di risposta in frequenza dell'amplificatore finale.

mente a quanto sarebbe necessario fare con il rivelatore magnetico quando fosse caricato con una impedenza di valore sufficientemente alto.

1.3. - Caratteristiche tecniche.

1) Sensibilità per 1 V di uscita a 1000 Hz su un carico di 15 kΩ:

Radio	40 mV
Pick-up cristallo (1000 pF)	150 mV
Pick-up magnetico	2 mV

2) Distorsione
inferiore a 0,5% per tensioni d'ingresso non superiori a quelle sottoindicate:

Radio	2 V
Pick-up cristallo	5 V
Pick-up magnetico	100 mV

3) Rumore
Rispetto 1 V su un carico di 15 kΩ (toni lineari - vol. max):

Radio	—52 dB
Pick-up cristallo	—62 dB
Pick-up magnetico	—50 dB
Con volume a zero	—80 dB

L'assorbimento del preamplificatore è circa 15 mA. In fig. 5 sono riportate le curve di regolazione dei toni.

2. - AMPLIFICATORE DI POTENZA

Lo stadio finale di potenza è costituito da due transistori AU103 che, montati in un circuito « Single Ended », funzionano in controfase classe *B*. L'inversione di fase viene fatta con due transistori AC127/128 del tipo a « simmetria complementare ». Una resistenza variabile è posta fra le basi di questi per regolare la corrente di riposo dei finali che è stata fissata a 30 mA (in assenza di segnale). Al pilotaggio provvede un circuito con un transistore AF118, sull'emettitore del quale è stata inserita una resistenza variabile per regolare il potenziale in c.c. del punto centrale dei transistori finali.
Un transistore AC127 (NPN) viene impiegato per la preamplificazione. Sull'emettitore di questo, viene applicata la tensione di reazione negativa totale.
L'accoppiamento in corrente continua di tutti gli stadi consente di spostare verso le basse frequenze il limite inferiore della banda passante.

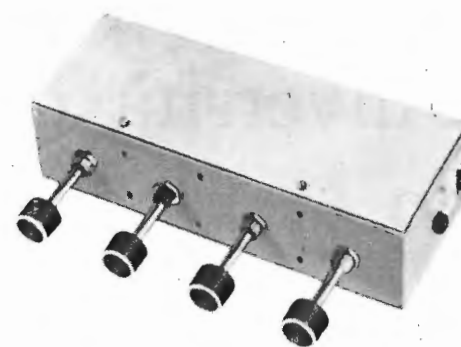
2.1. - Radiatori.

La stabilità termica dei transistori finali è assicurata fino ad una temperatura ampiente di 45° C montando ciascuno di essi su 5 cm di profilato Philips tipo 40 D. I transistori AC127/128 devono essere fissati mediante l'aletta tipo 56226, su una piastra di alluminio di almeno 30 cm² (spessore ≥ 1,5 mm). Per il transistore pilota AF118, che lavora con una tensione collettore-emettitore elevata, è sufficiente l'apposita aletta tipo 56207. La stabilità della corrente di polarizzazione degli stadi finali e pilota viene ottenuta con l'impiego di una resistenza a coefficiente di temperatura negativo (NTC) posta fra le basi dei transistori AC127/128 in parallelo ad un trimmer potenziometrico da 500 Ω.

2.2. - Alimentatore

È del tipo ad onda intera realizzato con 4 × BY114 collegati a ponte ed un condensatore di filtro di 3000 µF.

2.3 - Caratteristiche tecniche.

Impedenza d'uscita	7 Ω
Sensibilità per 25 W d'uscita a 1000 Hz	1 V

Veduta della realizzazione sperimentale dell'amplificatore di potenza.

Impedenza d'ingresso a 1000 Hz	15 kΩ
Rumore rispetto alla potenza di 25 W	— 80 dB
Tasso di reazione negativa a 1000 Hz	40 dB
Assorbimento a 25 W d'uscita	0,9 A
Assorbimento in assenza di segnale	40 mA

Nelle figg. 6, 7, 8, sono riportati rispettivamente lo schema completo, la curva di risposta in frequenza e le curve di distorsione alle varie potenze.

3. - APPENDICE

L'oscillazione sinusoidale della punta dello stilo può essere espressa analiticamente come segue:
$a = A$ sen ωt
in cui A è la semiampiezza massima del solco di incisione. La velocità della punta al passaggio per lo zero è pertanto:

$$v(0) = da/dt\,(0) = A\,\omega \qquad (1)$$

Essendo detta velocità proporzionale alla tensione di eccitazione della testina possiamo scrivere:

$$e = A\,\omega \qquad (2)$$

Riferendoci a 1000 Hz ed imponendo che l'ampiezza del solco rimanga costante si ottiene:

$$20 \log (e/e_0) = 20 \log (\omega/1000) \qquad (3)$$

Su carta semilogaritmica, portando la tensione di eccitazione sulle ordinate in dB si ottiene pertanto:

$$e/e_0\,(\text{dB}) = 6 \cdot (\text{ottave riferite a } 1000\text{ Hz}) \qquad (4)$$

Con una tensione di eccitazione variabile in funzione della frequenza secondo una legge qualsiasi (per es. la curva di incisione RIAA), la legge di variazione dell'ampiezza del solco riferita a 1000 Hz, può essere espressa in base alla (2), come segue

$$(A/A_0) = (e/e_0)\,(\omega_0/\omega) \qquad (5)$$

oppure

$$20 \log (A/A_0) = 20 \log (e/e_0) - 20 \log (\omega/\omega_0) \qquad (6)$$

La (6) esprime pertanto in dB la legge di variazione dell'ampiezza del solco (curva *C* della fig. 4) come differenza tra la curva di incisione (curva *B*) e la retta avente pendenza 6 dB/ottava (retta *A*).

4. - BIBLIOGRAFIA

E. Carter, P. Tharma, *Transistor High-quality Preamplifier*, Wireless World, Agosto 1963. *A.*

Ricerche sull'applicazione dei diodi tunnel e dei transistori ad effetto valanga nei circuiti logici e nei circuiti a scatto

Presso il Centro calcoli e servomeccanismi, diretto dal Prof. Ing. Giuseppe Evangelisti, della Facoltà d'ingegneria dell'Università di Bologna, è stata svolta una ricerca, con il contributo finanziario del Consiglio Nazionale delle Ricerche, sull'applicazione dei diodi tunnel e dei transistori ad effetto valanga nei circuiti logici e nei circuiti a scatto.

* * *

1. Oggetto della ricerca è un esame generale dei circuiti a scatto e logici che impiegano diodi tunnel, sia da soli, sia in connessione con altri elementi circuitali attivi.
2. L'orientamento della ricerca (che prende le mosse da una precedente indagine sulle caratteristiche dei diodi ad effetto tunnel e dei transistori ad effetto valanga) è quello di selezionare alcuni circuiti per unità operative di conteggio, in base ad un certo numero di requisiti particolari di cui si dà sommaria indicazione nel paragrafo successivo.
3. La parte svolta della ricerca può essere inquadrata nel modo che segue:
a) Dopo aver considerato i circuiti a diodi tunnel dal punto di vista dei guadagni di corrente e di potenza, si sono studiate le modalità di impiego del diodo tunnel in coppia ed in catena.
b) Si sono esaminati i circuiti a diodi tunnel con particolare interesse all'effetto delle tolleranze sulle capacità di informazione e sul valore minimo della corrente di scatto utilizzabile.
c) Ha fatto seguito uno studio sui circuiti di somma logica, di prodotto logico e di inversione, accoppiando diodi tunnel sia con elementi lineari, che con elementi non lineari e, in quest'ultimo caso, esaminandone le maggiori possibilità di guadagno e le minori restrizioni nelle tolleranze.
La ricerca ha portato ad esaminare due tipi particolari di elementi logici maggioritari a coppie di diodi tunnel.
d) Dopo aver eseguito un esame sui limiti di funzionamento di circuiti logici ottenuti montando diodi tunnel particolarmente idonei, si è realizzato un sommatore con riporto (« fulladder »). Nel circuito di somma il diodo è montato in serie all'emettitore del transistore polarizzato con base a massa, mentre nel circuito di riporto il diodo tunnel è montato in parallelo al diodo emettitore-base del transistore polarizzato ancora con base a massa. Il principio di progetto è quello della compatibilità dei livelli di ingresso e di uscita in modo da poter connettere in cascata più circuiti per costruire un sommatore a più bits. Il circuito realizzato funziona entro i limiti di tolleranza prefissati pur rilevando una certa criticità.
(*i.s.*)

dott. ing. Americo Piazza

Impianto sonoro per la Università di San Fernando (California) *

Questo articolo è di particolare interesse per gli appassionati dei vari campi del sonoro e riguarda un impianto sonoro educativo installato presso l'Università di Stato di San Fernando Valley in California.

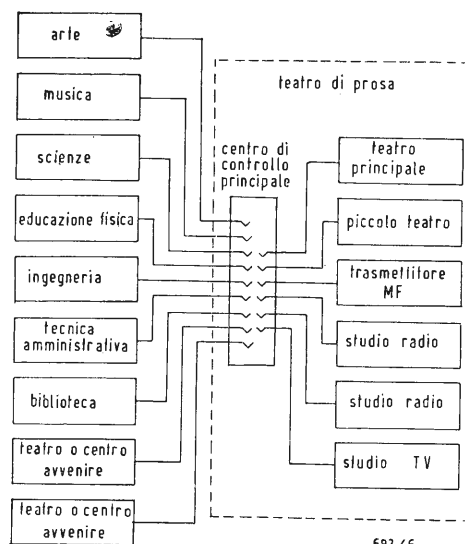



Fig. 1 - Impianto sonoro dell'Università di Stato di San Fernando Valley (California).

Fondata nel 1958, l'Università di San Fernando Valley fa parte del sistema delle Università di Stato della California e negli anni successivi la popolazione scolastica ad essa iscritta è andata man mano aumentando fino a raggiungere le 12.000 unità.

Tra le prime costruzioni approntate sono da annoverare quelle riguardanti i teatri dell'Arte, della Musica e della Prosa, destinati a soddisfare le esigenze del campo universitario per un totale di 20.000 studenti iscritti.

Si è provveduto ad installare un impianto sonoro di vasta portata con la possibilità di collegare successivamente un impianto TV a circuito chiuso. Nel teatro di Prosa il centro di controllo e di commutazione centrale coordina le linee di programma e di comando che collegano tutti i teatri. Ogni teatro poi ha un centro di distribuzione locale appropriato alle proprie funzioni (fig. 1).

Il Centro di Prosa contiene tre teatri (uno dei quali impiega una vasta apparecchiatura di registrazione e riproduzione), due studi radio ed uno studio TV. Gli studi radio forniscono programmi in ripresa diretta e programmi registrati per la stazione MF a 88,5 MHz avente la sigla KEDC. Il funzionamento della stazione è affidato agli studenti stessi sotto la direzione del Dr. Bertram Barer del Ministero delle Comunicazioni. In questo campo si consegue una specializzazione in Radiodiffusione.

1. - CONTROLLO PRINCIPALE

Il Centro o Teatro di Musica contiene un impianto completo per la registrazione e la distribuzione sonora (fig. 2). Una vasta rete di linee microfoniche a bassa impedenza e di linee di riproduzione a 70 V fa capo ad un Centro di Controllo Principale rappresentato da un grande locale delle dimensioni di m 7,80 × 18 circa con abbondanza di spazio per un successivo ampliamento degli impianti. Questo locale è contiguo alla discoteca dipartimentale.

Gruppi di prese nel Centro di Controllo Principale danno accesso alle linee microfoniche e di programma che collegano tutte le 25 aule e circa i due terzi delle sale di studio o di esercitazioni.

L'intero impianto è unito mediante un comune sistema telefonico interno a chiamata selettiva suddiviso in tre reti.

Vi è inoltre un collegamento al centro audio nel Teatro di Prosa. Un sistema di canali a tre livelli assicura un minimo di diafonia e di aumento del rumore e facilita il ricablaggio.

Il Controllo Principale comprende cinque registratori a nastro a due canali (tipo Ampex 351-2) e sei gruppi di riproduzione a disco che possono essere impiegati come sorgenti di programma e due sintonizzatori MA-MF. Sulle linee a 70 V possono essere alimentati, a qualsiasi combinazione di aule e di sale di studio o di esercitazioni ed al cortile centrale dell'edificio stesso, dieci circuiti di programma (preamplificatore, accentuatore ed amplificatore di potenza, normalizzati attraverso prese d'ingresso e d'uscita). Il livello all'arrivo è controllato da un trasformatore di rete a cinque gradini.

Le apparecchiature addizionali comprendono un registratore a nastro Neumann, un amplificatore di limitazione, due mescolatori stereo a due canali ed a quattro ingressi, nonchè gli apparecchi relativi alla regolazione di livello e gli apparecchi di prova. Le entrate e le uscite di tutte le apparecchiature fanno capo a jack o prese. Tutte le sorgenti di programma sono fornite di altoparlanti d'introduzione e di prese per cuffia.

Per la ricerca e gli esperimenti in musica elettronica un impianto di allacciamento con controllo a distanza dà la possibilità di controllare qualsiasi combinazione di nastri registratori da un singolo gruppo lontano. Si possono contemporaneamente avviare od arrestare fino a cinque apparecchi del genere.

Per la registrazione di suoni su suoni e la sovrapposizione di elementi separatamente registrati necessari nella sintesi della musica elettronica è disponibile un registratore a nastro a tre canali (tipo Ampex 300-3CSS con Selsync). Da qualsiasi punto nell'impianto è naturalmente possibile, impiegando i registratori esistenti nel Controllo Principale, la registrazione a distanza. In pratica però, la maggior parte della registrazione effettiva viene effettuata o nella sala dei concerti od in uno dei due grandi studi di prova che sono equipaggiati con un impianto indipendente di registrazione e riproduzione.

2. - IMPIANTI D'ASCOLTO

Ogni aula ha un altoparlante incorporato (altoparlante incrociato Altec A7 a 500 Hz) che può essere alimentato direttamente dal Controllo Principale oppure commutato ad una sorgente di programma locale. In una nicchia a parete possono essere inseriti gruppi di riproduzione comprendenti un riproduttore a disco o giradischi, un riproduttore a nastro ed un amplificatore di potenza, collegati all'altoparlante incorporato. Dietro ad ogni aula una presa d'ingresso consente inoltre il collegamento con l'uscita sonora di un proiettore cinematografico. Per un impianto TV anticipato a circuito chiuso sono previsti cavi di giunzione sciolti ed una canaletta di protezione per cavi esistenti. Per la riproduzione stereo sono previste delle uscite per altoparlanti supplementari, ma la qualità di questo suono è tale che non esiste od esiste in misura minima una esigenza di riproduzione stereo.

Dal momento che è del tutto inattuabile il provvedere singoli mezzi di ascolto per uso degli studenti, è possibile un ascolto per vasti gruppi con origine nel Controllo Principale e distribuzione a distanza alle varie aule e sale di studio o di esercitazioni. Spesso gli istruttori preparano dei nastri speciali destinati ad essere ascoltati dagli studenti, oppure dei dischi che attingono dalla discoteca educativa di riserva esistente nel Centro di Controllo Principale. La disponibilità attuale di tale servizio supera le venti ore settimanali con impiego di un massimo di sei canali.

All'aumentare dei programmi di ascolto si aggiungeranno delle sorgenti supplementari di programma ad autocontenimento e probabilmente del tipo a cartuccia, se sarà possibile la conservazione di una qualità adeguata.

3. - PROGETTO ACUSTICO

Il compito principale per il progetto acustico è dovuto agli architetti Allison e Rible con la consulenza di Donald P. Loye e dell'articolista. Entro i limiti imposti dal finanziamento di Stato si è cercato il massimo isolamento acustico. L'isolamento varia con la funzione dell'ambiente. Esso è di 45-50 dB tra le sale di studio o di esercitazioni. In prossimità delle aule il valore dell'isola-

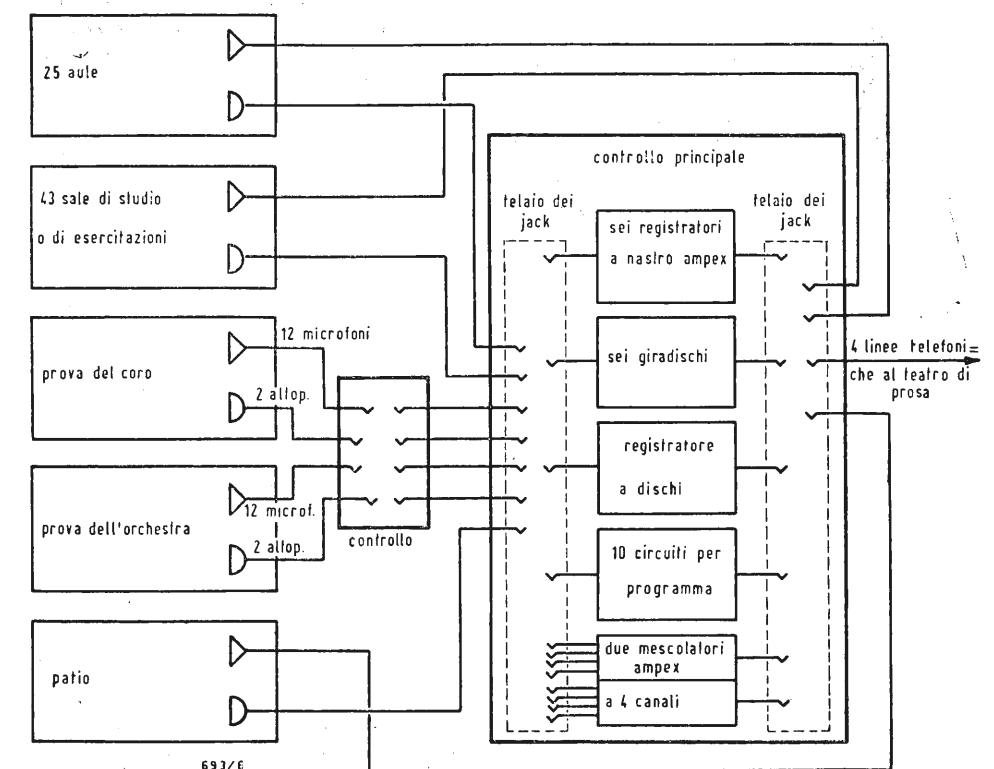
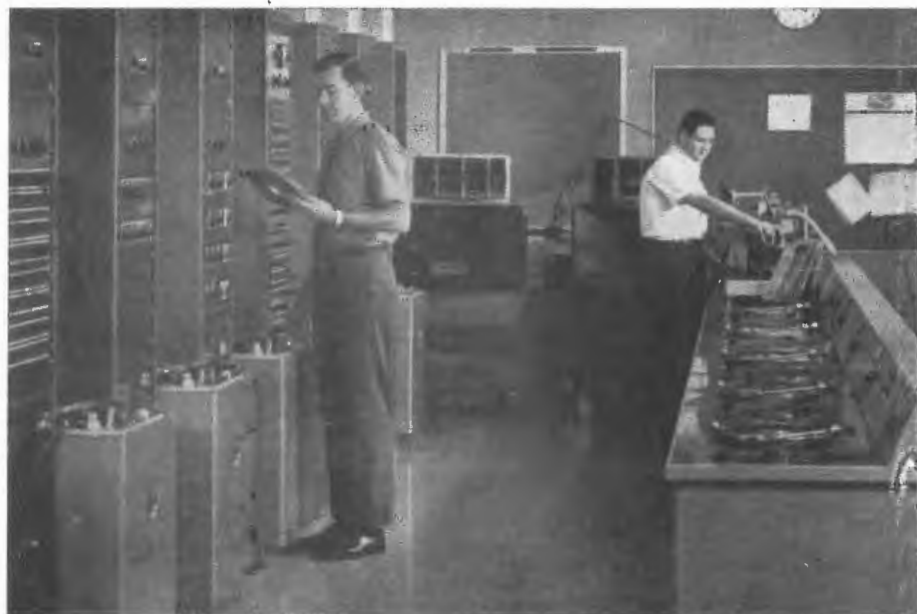



Fig. 2 - Impianto sonoro del Teatro di Musica.

(*) *Audio*, luglio 1965, pag. 26.

mento è pari a circa 65 dB. E tra gli studi di prova principale e di registrazione l'isolamento è superiore ad 85 dB. In generale si può dire che l'isolamento sia di valore adeguato, per quanto un livello più alto di isolamento sarebbe desiderabile per certe aule in cui si insegna teoria e composizione ed esercizi ad orecchio ed in alcune sale di studio o di esercitazioni usate dagli studenti in questi stessi campi. Un isolamento effettivamente completo esiste tra le due sale di prova principali, sebbene le stesse siano situate una contro l'altra. Il riverbero interno varia a seconda delle dimensioni e dell'uso dei locali ed è stato tenuto alquanto ai normali valori in pratica negli studi poichè i musicisti esprimono il meglio del loro valore in un ambiente acusticamente caldo e sensibile alla risposta. Si è compiuto ogni sforzo per smorzare le risonanze ed i picchi tramite l'impiego di superfici non parallele e di diffusori policilindrici.

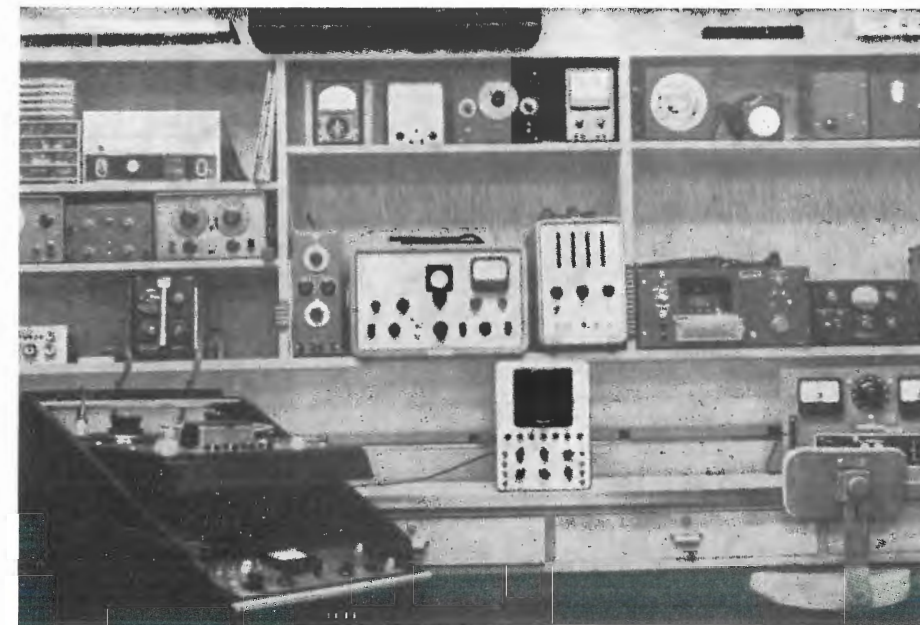
Anticipando l'incremento delle attività di registrazione nel futuro, cinque delle aule più grandi sono provviste di piccoli locali di controllo e della necessaria canaletta di protezione dei cavi. Secondo bisogno, essi possono essere trasformati in piccoli impianti autonomi di registrazione; oppure in queste cabine può aver luogo un mescolamento ed un controllo a mezzo monitor mentre si procede ad una registrazione a distanza nel Centro di Controllo Principale.

4. - STUDI PER REGISTRAZIONE DI PROVA

Le due sale principali di prova, ciascuna del volume di 50.000 piedi cubi circa (1420 m³ circa), comprendono un complesso autonomo di registrazione. L'orchestra è in piano con alzate mobili. Per il coro ci sono delle poltrone incorporate ed imbottite su alzate o piattaforme, altre alzate o piattaforme per elementi in piedi del coro ed una piccola superficie a forma di piattaforma. Ognuna di queste sale ha un pesante sipario acustico in grado di coprire una intera parete se si desidera un tempo più breve di riverbero.

Al livello del secondo piano e tra le grandi sale vi sono due camere di controllo collegate per la registrazione di dimensioni sufficienti e visibilità adeguata che in caso di necessità agiscono da centri di controllo TV. Ogni camera di controllo è equipaggiata con una consolle tipo Altec 250 B che alimenta sei preamplificatori e quattro ingressi alle linee. Dodici linee microfoniche per ogni studio fanno capo a prese o jack, di cui dieci sono normalizzate alle chiavi o tasti della consolle. Le consolle a due canali sono state modificate per fornire una uscita addizionale $A + B$.

Nella camera di controllo del coro sono montati su telaio due registratori a nastro (tipo Ampex 251-1 e 251-2). Entrambi trovano accesso ad ogni consolle su comando a distanza. Su prese o jack sono disponibili tre amplificatori di potenza ed un equalizzatore dei programmi e per ogni studio sono previsti due altoparlanti mobili tipo Altec A-7. (Quattro altoparlanti addizionali Altec A-7 montati su rotelle orientabili sono conservati per programmi speciali nel Centro di Controllo Principale).

Dal punto di vista acustico questi studi si sono dimostrati ideali. Non solo essi vengono costantemente usati per il regolare programma di musica, ma sono stati anche presi in affitto da società di registrazione industriale (tra le altre la CAPITOL, la WARNER BROS., ecc.) e sono stati usati per registrare la colonna sonora per pellicole che hanno partecipato con successo a concorsi e che sono state preparate dal College Anthropology Department (Sezione Universitaria di Antropologia) sotto la guida del suo presidente Dr. Edmund Carpenter.

5. - IMPIANTI PER MUSICA SPERIMENTALE

Il Laboratorio di Acustica non solo offre delle risorse per le classi di studenti nell'ascolto della musica, ma svolge anche la funzione di centro di generazione sonora per gli esperimenti in musica elettronica.

Oltre al consueto equipaggiamento acustico di dimostrazione il laboratorio è dotato di diversi generatori di onda quadra e di onda sinusoidale, di filtri passa banda ed a regolazione continua, di un contatore, di un commutatore elettronico, di un oscilloscopio, di un registratore grafico, ecc. Con un registratore a nastro Ampex 351-1 ed amplificatori appropriati ed una apparecchiatura di controllo sono disponibili le basi per uno studio di musica elettronica.

In previsione di futuri sviluppi sono previsti un registratore a velocità variabile, mezzi di mescolamento e per eco e una certa commutazione automatica ed un meccanismo ad ingranaggi per l'emissione di impulsi.

I compositori Ernst Krenek, Aurelio de la Vega e Beverly Grigsby hanno di già preparato dei nastri di riproduzione largamente richiesti usando le apparecchiature disponibili. I piani prevedono di offrire diplomi nel campo della musica elettronica nel settembre 1965.

6. - RIPERCUSSIONI DEI PROGRAMMI DI STUDIO

Il programma di studio della Sezione di Musica è essenzialmente quello di qualsiasi grande Università. L'esistenza di mezzi adeguati offre la possibilità di ottenere facilmente esecuzioni di standard elevato. La registrazione frequente e facile consente agli studenti di studiare a fondo le esecuzioni e di correggerne rapidamente le eventuali manchevolezze.

Gli esperimenti con metodi perfezionati di insegnamento basati sulla tecnologia corrente procedono ad un ritmo sempre più accelerato. Agli studenti viene inoltre offerta la possibilità di familiarizzarsi con le apparecchiature e con il loro funzionamento. Poichè gran parte degli studenti seguono corsi per l'insegnamento, è possibile che essi potranno essere di aiuto nel modernizzare l'insegnamento della musica nel campo.

È risaputo che nessun impianto sonoro è migliore della propria manutenzione. A tale scopo un tecnico in carica permanente è assegnato a sovraintendere al funzionamento e alla manutenzione dell'impianto stesso. È suo compito il vedere che l'impianto soddisfi sempre o sia superiore allo scopo desiderato e che ogni gruppo ed ogni sistema operativo uguagli o superi le norme della Federal Communications Commission per la radiodiffusione a modulazione di frequenza.

A

Fig. 1/0787

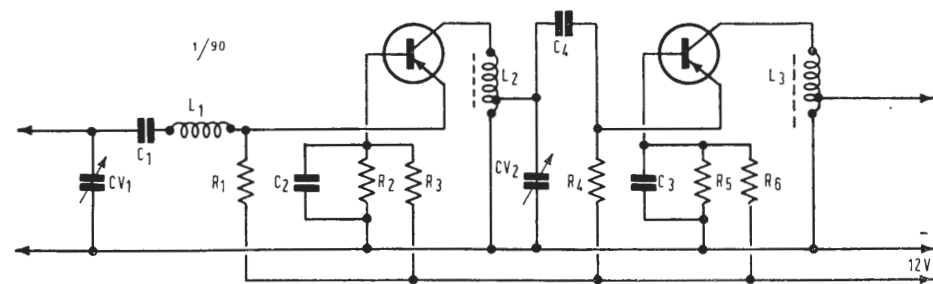
А= . –
Б= – . . .
В= . – –
Г= – – .
Д= – . .
Е = .
Ж= . . . –
З= – – . .
И= . .
Й= . – – –
К= – . –
Л= . – . .
М= – –
Н= – .
О= – – –
П= . – – .
Р= . – .
С= . . .
Т= –
У= . . –
Ф= . . – .
Х= . . . .
Ц= – . – .
Ч= – – – .
Ш= – – – –
Щ= – – . –
Ъb= – . . –
Ы= – . – –
Э= . . – . .
Ю= . . – –
Я= . – . –

ТОЧКА = ...
ЗАПЯТАЯ= . – . – . –
ВОПР. ЗНАК= . . – – . .
ВОСКЛ. ЗН.= – – . . – –
РАЗДЕЛ= – . . . –
КОНЕЦ = . . . – . –

Fig. 1/0788

0787 – Ditta Facchini G. B. – Mortara.

D. Chiede la pubblicazione dello schema di un amplificatore d'antenna TV per i canali *VHF* desiderando impiantare un'antenna in una zona limite.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un amplificatore di antenna avente un guadagno dell'ordine dei 30 dB, alimentabile in corrente continua od anche in corrente alternata, usando uno dei tanti convertitori del commercio o uno autocostruito.
Tale amplificatore è stato progettato per i canali *B* e *C* ma può essere adattato agli altri canali, modificando sensibilmente il numero delle spire delle bobine.
I transistori usati sono due AFZ12. L'impendenza d'ingresso a 75 Ω, è regolabile mediante il condensatore variabile Cv_1, mentre quella d'uscita sempre a 75 Ω, si può modificare sensibilmente spostando il numero delle spire relative alla presa intermedia.
Il valore dei componenti è il seguente:
Cv_1 = 35 pF variabile; Cv_2 = 35 pF variabile; C_1 = 56 pF; C_2 = 35 pF; C_3 = 35 pF; C_4 = 56 pF.
R_1 = 680 Ω; R_2 = 3900 Ω; R_3 = 10.000 Ω; R_4 = 680 Ω; R_5 = 3900 Ω; R_6 = 10.000 Ω; L_1 = 2 spire ½, filo di rame da un millimetro, avvolte su un diametro di 8 millimetri.
L_2 = 25 spire di filo di rame da 5/10 avvolte su un diametro di 7 millimetri con presa alla 10ª presa e nucleo.
L_3 = 25 spire di filo di rame da 5/10 avvolte su un diametro di 7 millimetri con presa alla 9ª spira e nucleo.
Il valore delle prese intermedie è consigliabile trovarlo sperimentalmente. I migliori risultati ovviamente si ottengono usando amplificatori del commercio già sperimentati e tarati, quali ad esempio quelli della GBC (Castelfranchi), illustrati a pagina 833 e seguenti del Catalogo Generale della stessa ditta. (*P. Soati*)

0788 – Sig. Rovelli M. – Corsico

D. Ci chiede l'alfabeto Morse applicato all'alfabeto russo.

R. Riportiamo in fig. 1 i segnali dell'alfabeto Morse come sono usati nell'Unione Sovietica per le trasmissioni effettuate in linguaggio locale. I segnali d'interpunzione ed i numeri corrispondono esattamente ai segnali internazionali. (*P. Soati*)

0789 – Sig. Domenico Olivero – Palermo.

D. Ci sono richiesti chiarimenti circa il *Frequency Meter BC* 221. Tale quesito ci è stato rivolto da altri lettori.

R. L'apparecchio del surplus americano *SCR*-211 (*BC*221) non è altro che un misuratore di frequenza nel quale un oscillatore a cristallo di 1000 kHz consente di effettuare la taratura dell'oscillatore variabile per punti.
Il campo di frequenza coperto va da 125 a 20.000 kHz suddiviso in due gamme. Si tratta di uno strumento portatile che può essere usato per misurare la frequenza sulla quale sono sintonizzati un ricevitore od un trasmettitore o per regolare apparecchi su una prestabilita frequenza.
Mentre in figura 1 riportiamo lo schema di principio, dato che di apparecchi *BC*221 ne sono state costruite diverse serie (*A, B, C, D, E F, J, K, L, M, N, O, P, Q, R, T, AA, AC, AE, AF, AG, AH, AJ, AK, AL* ecc.) differenze dei quali non sono sostanziali, in figura 2 pubblichiamo lo schema del *BC* 221 *C* e *D*, ed in figura 3 quello del *BC*221*Q*.

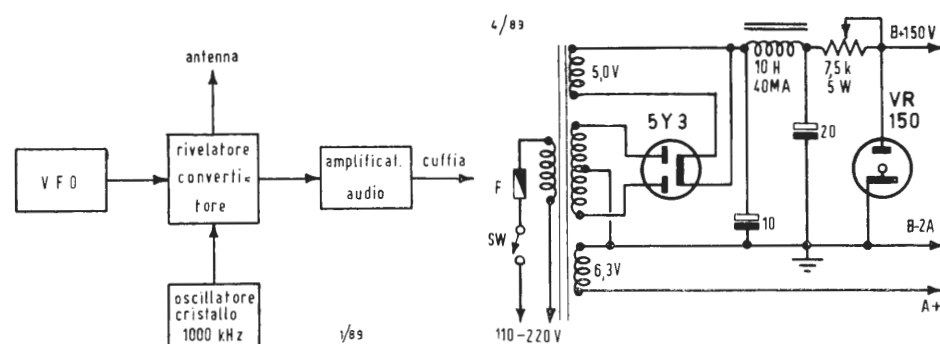



Fig. 1/0789

Fig. 4/0789

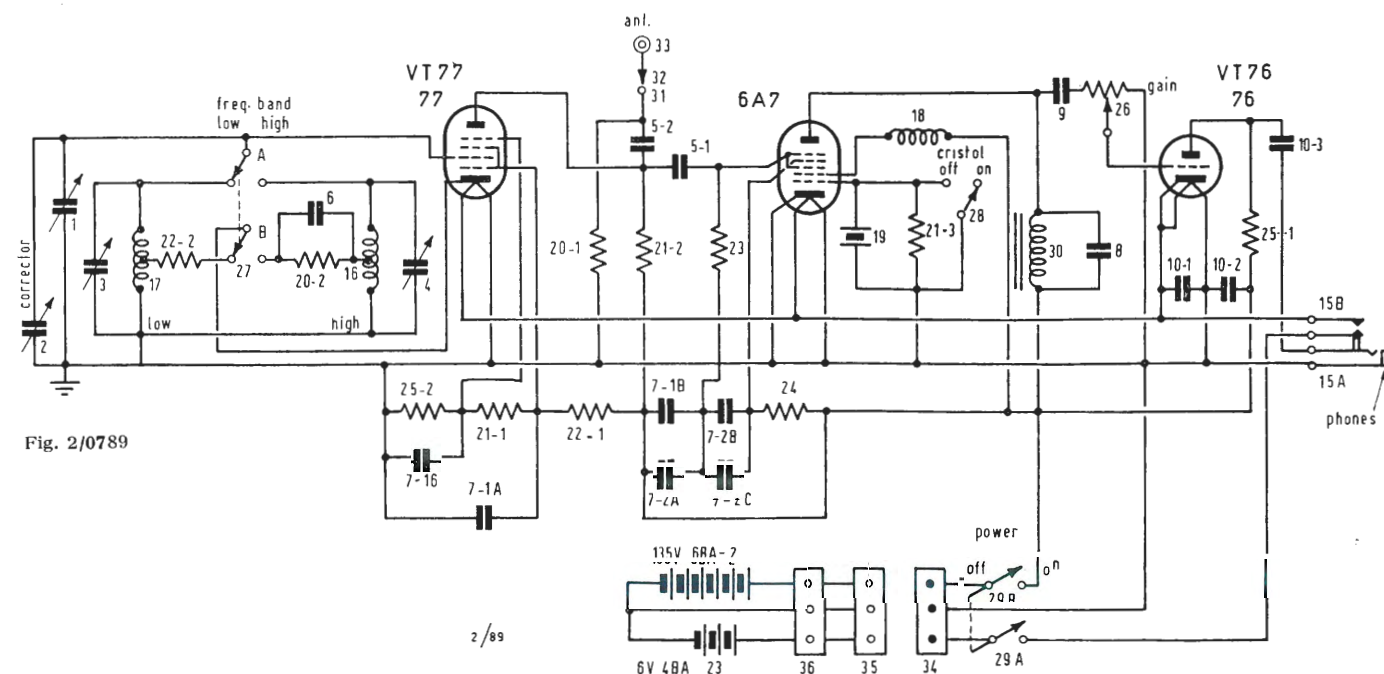



Fig. 2/0789

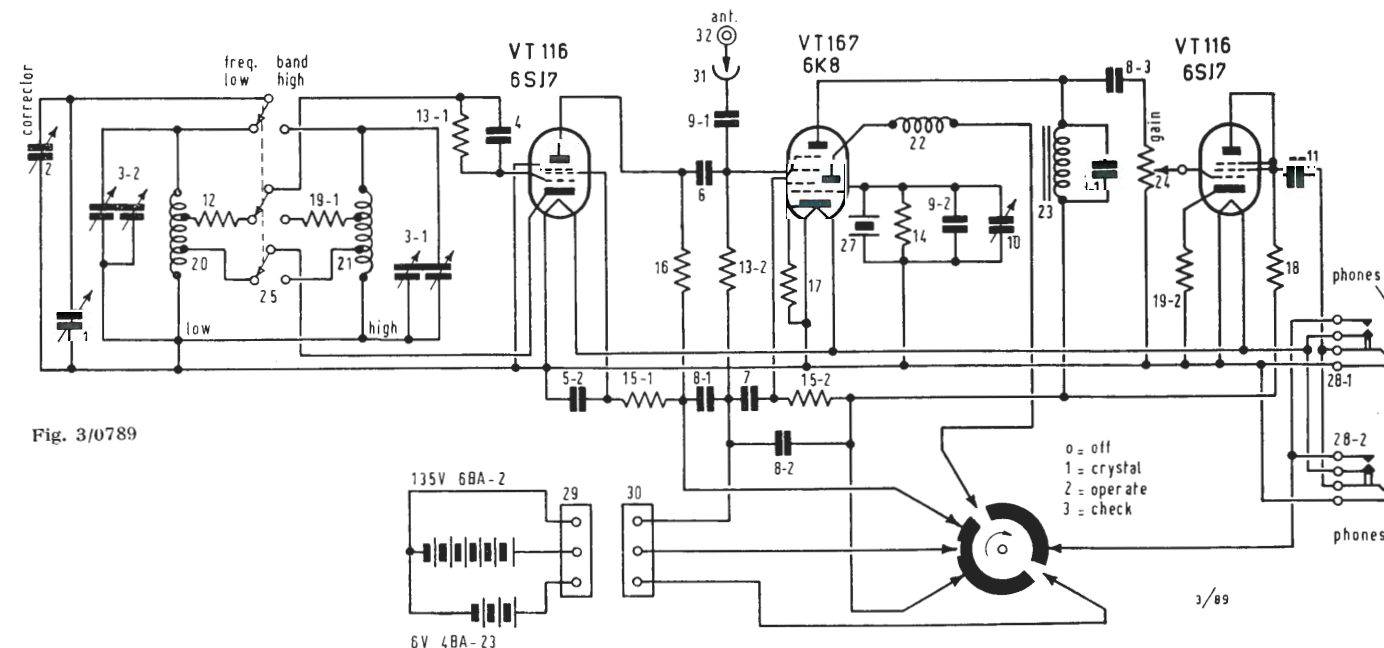
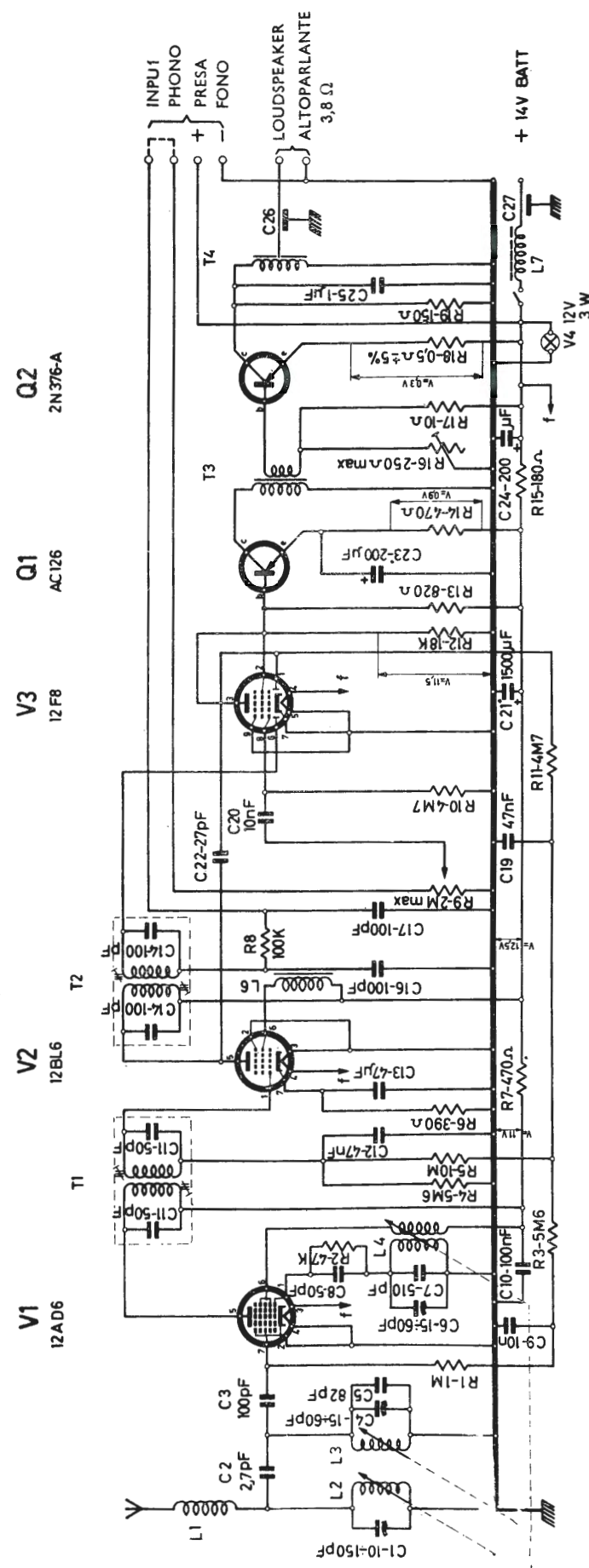



Fig. 3/0789

I valori dei componenti il primo sono i seguenti:
1 = 150 μμF; 2 = μμF; 3 = F; μμF; 4 = = 10 μμF; 5-1 = 5-2 = 10 μμ-2 6 = 250 μμF; 7-1A = 7-1B = 7-1C = 710A = 72B + = 7-2C = 0,1 μF; 8 = 0,001 μF; 9 = 0,02 μF; 10-1,2,3 = 0,5 μF; 15A = cack; 15B interr. fil; 16 = bobina gamma freq. elevate; 17 = bobina frequenze basse; 18 = 1,7 mH; 19 = cristallo; 20-1-2 = 5.000Ω; 21-1,2,3 = = 50.000 Ω; 22-1,2 = 10.000 Ω; 23 = 1 MΩ; 24 = 30.000 Ω; 25-1,2 = 15.000 Ω; 26 = = 0,5 MΩ; 27, 28, 29 interr. 30 = 450 H 31, 32, 33 = antenna;
Componenti relativi lo schema di figura 3:
1 = 220 μμF; 2 = 1 μμF; 3-1,2 = 25 + + 4 μμF; 4 = 100 μμF; 5-1,2 = 0,002 μF; 6 = 50 μμF; 7 = 0,001 μF; 8-1,2,3 = 0,05 μF; 9-1 = 12 μμF; 9-2 = 6 μμF; 10 = 12 μμF; 11 = 2 μF; 12 = 4.500 Ω; 13-1,2 = = 150.000 Ω; 14 = 1 MΩ; 15-1,2 = 8.750 Ω; 16 = 50.000 Ω; 17 = 75 Ω; 18 = 12.500 Ω; 19-1,2 = 350 Ω; 20 = 6,5 mH; 21 = 25 μH; 22 = 735 μH; 23 = 300 H; 24 = 1 M; 25 = = 26 interr. 27 = cristallo.
In figura 4 riportiamo lo schema di un raddrizzatore con tensione regolata il cui uso consente di alimentare in alternata il BC 221.
Le operazioni di misura della frequenza, che dovranno essere effettuate per battimento non presentano difficoltà eccessive, e sono indicate nel libro che accompagna l'apparecchio. Se richiesto in seguito potremo intrattenerci anche su questo argomento.
(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore VOXSON Mod. 790

TELEVISORE

CONDOR

Mod. CITY

Schema elettrico del ricevitore di TV CONDOR mod. CITY